

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In Re U.S. Patent Application )

Applicants: Hiraki et al. )

Serial No. )

Filed: June 24, 2003 )

For: DRIVING METHOD AND DRIVE CONTROL )  
CIRCUIT OF LIQUID CRYSTAL DISPLAY )  
DEVICE, AND LIQUID CRYSTAL DISPLAY )  
DEVICE INCLUDING THE SAME )

*I hereby certify that this paper is being deposited with the  
U.S. Postal Service as EXPRESS MAIL in an envelope  
addressed to: Mail Stop Patent Application,  
Commissioner for Patents, P.O. Box 1450, Alexandria,  
VA 22313-1450 on this date.*

06/24/03

*Daniel C. ...*  
Express Mail No. EL846179228US

CLAIM FOR PRIORITY

Commissioner for Patents  
P.O. Box 1450  
Alexandria, VA 22313-1450

Sir:

Applicant claims foreign priority benefits under 35 U.S.C. §119 on the basis of  
the foreign applications identified below:

Japanese Patent Application No. 2002-187447, filed June 27, 2002

Japanese Patent Application No. 2003-065443, filed March 11, 2003.

Certified copies of the priority documents are enclosed.

Respectfully submitted,

GREER, BURNS &amp; CRAIN, LTD.

June 24, 2003

By



Patrick G. Burns, Reg. No. 29,367

300 South Wacker Drive  
Suite 2500  
Chicago, Illinois 60606  
Telephone: 312.360.0080  
Facsimile: 312.360.9315

日本国特許庁  
JAPAN PATENT OFFICE

1324.68111

312-360-0080

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出願年月日

Date of Application:

2003年 3月11日

出願番号

Application Number:

特願2003-065443

[ST.10/C]:

[JP2003-065443]

出願人

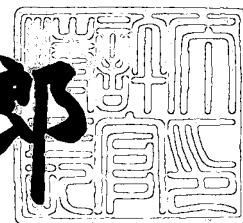
Applicant(s):

富士通ディスプレイテクノロジーズ株式会社

2003年 5月30日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

太田信一郎



出証番号 出証特2003-3041355

【書類名】 特許願

【整理番号】 0350324

【提出日】 平成15年 3月11日

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 G09G 3/36

【発明の名称】 液晶表示装置の駆動方法及び駆動制御回路、及びそれを備えた液晶表示装置

【請求項の数】 11

【発明者】

    【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通ディスプレイテクノロジーズ株式会社内

    【氏名】 平木 克良

【発明者】

    【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通ディスプレイテクノロジーズ株式会社内

    【氏名】 古越 靖武

【発明者】

    【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通ディスプレイテクノロジーズ株式会社内

    【氏名】 形川 晃一

【発明者】

    【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通ディスプレイテクノロジーズ株式会社内

    【氏名】 西戸 正典

【発明者】

    【住所又は居所】 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通ディスプレイテクノロジーズ株式会社内

    【氏名】 小林 哲也

【特許出願人】

【識別番号】 302036002

【氏名又は名称】 富士通ディスプレイテクノロジーズ株式会社

【代理人】

【識別番号】 100101214

【弁理士】

【氏名又は名称】 森岡 正樹

【先の出願に基づく優先権主張】

【出願番号】 特願2002-187447

【出願日】 平成14年 6月27日

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 047762

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 0209448

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 液晶表示装置の駆動方法及び駆動制御回路、及びそれを備えた液晶表示装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

液晶表示装置の駆動方法であって、  
垂直走査周波数又は水平走査周波数の変化を検出する検出ステップと、  
前記検出ステップで前記垂直走査周波数又は水平走査周波数の変化が検出され  
たら、当該変化に応じたゲートオン電圧を出力する出力ステップと  
を含むことを特徴とする液晶表示装置の駆動方法。

【請求項 2】

請求項 1 記載の液晶表示装置の駆動方法において、  
前記検出ステップは、  
前記垂直走査周波数又は水平走査周波数が所定の閾値を超えたか否かを判断す  
ること  
を特徴とする液晶表示装置の駆動方法。

【請求項 3】

液晶表示装置の駆動制御回路であって、  
垂直走査周波数又は水平走査周波数の変化を検出する検出回路と、  
前記検出回路で前記垂直走査周波数又は水平走査周波数の変化が検出されると  
、当該検出された変化に応じたゲートオン電圧を出力する出力回路と  
を有することを特徴とする液晶表示装置の駆動制御回路。

【請求項 4】

請求項 3 記載の液晶表示装置の駆動制御回路において、  
前記検出回路は、  
前記垂直走査周波数又は水平走査周波数と所定の閾値とを比較する回路を有す  
ること  
を特徴とする液晶表示装置の駆動制御回路。

【請求項 5】

液晶表示装置の駆動方法であって、  
垂直走査周波数又は水平走査周波数の変化を検出する検出ステップと、  
前記検出ステップで前記垂直走査周波数又は水平走査周波数の変化が検出され  
たら、当該変化に応じたコモン電圧を出力する出力ステップと  
を含むことを特徴とする液晶表示装置の駆動方法。

【請求項 6】

液晶表示装置の駆動制御回路であって、  
垂直走査周波数又は水平走査周波数の変化を検出する検出回路と、  
前記検出回路で前記垂直走査周波数又は水平走査周波数の変化が検出されると  
、当該検出された変化に応じたコモン電圧を出力する出力回路と  
を有することを特徴とする液晶表示装置の駆動制御回路。

【請求項 7】

液晶表示装置の駆動方法であって、  
周囲温度を検出する検出ステップと、  
前記検出ステップで前記周囲温度の変化が検出されたら、当該変化に応じたコ  
モン電圧を出力する出力ステップと  
を含むことを特徴とする液晶表示装置の駆動方法。

【請求項 8】

液晶表示装置の駆動制御回路であって、  
周囲温度の変化を検出する検出回路と、  
前記検出回路で前記周囲温度の変化が検出されると、当該検出された変化に応  
じたコモン電圧を出力する出力回路と  
を有することを特徴とする液晶表示装置の駆動制御回路。

【請求項 9】

液晶表示装置の駆動方法であって、  
液晶に印加する階調電圧を生成するための基準電圧のレベルを変化させて階調  
特性を補正すること  
を特徴とする液晶表示装置の駆動方法。

【請求項 1 0】

液晶表示装置の駆動制御回路であって、  
液晶に印加する階調電圧を生成するための基準電圧のレベルを変化させて出力可能な基準電圧作成回路を有すること  
を特徴とする液晶表示装置の駆動制御回路。

【請求項 1 1】

所定のセルギャップで対向配置された基板間に封止された液晶を備える液晶表示装置であって、

前記液晶駆動用に、請求項 3，4，6，8，又は 1 0 のいずれか 1 項に記載の駆動制御回路を有することを特徴とする液晶表示装置。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明は、液晶表示装置の駆動方法及び駆動制御回路、及びそれを備えた液晶表示装置に関する。

【0 0 0 2】

【従来の技術】

近年、アクティブマトリクス型の液晶表示装置（LCD）の解像度及び表示密度は共に飛躍的に高くなってきている。解像度がそれほど高くない場合には、液晶駆動用のスイッチング素子として各画素に形成された薄膜トランジスタ（TFT：Thin Film Transistor）のゲート電極に印加するゲート信号（ゲートパルス）のオン時間（書き込み時間）は十分に確保できる。このため、ゲートパルスのオン時の電圧（ゲートオン電圧）を高くしなくても階調電圧を画素電極に確実に書き込むことができ、良好な表示品質が得られる。しかしながら、解像度を高くするためにゲートバスラインの本数を増やすと、垂直走査期間が一定の場合には書き込み時間が短くなり、階調電圧の書き込み不足を生じてしまうことがある。この問題の解決手段として、ゲートオン電圧を高くしてTFTの移動度を高くする方法がある。

## 【 0 0 0 3 】

しかしながら、ゲートオン電圧を高くする方法には欠点がある。図 1 6 及び図 1 7 を用いて当該欠点について説明する。図 1 6 は、1 本のゲートバスラインを C R 分布定数回路として示している。図 1 6 に示すように、ゲートバスラインは抵抗 R と容量 C で構成されるローパスフィルタが連続的に接続された回路として表すことができる。このようなゲートバスラインにおいて、表示密度を高くするためにゲートバスライン幅を微細化すると抵抗 R 成分が増大し、また、ゲート絶縁膜厚を薄くすると容量 C 成分が増大するため無視できないゲート遅延が生じてしまう。

## 【 0 0 0 4 】

図 1 7 は、ゲートバスラインに印加されるゲートパルスのゲート遅延の様子を示している。ゲートバスライン自体の抵抗値や負荷容量等が大きくなると、図 1 7 に示すように、ゲートバスラインに出力されるゲートパルスは、ゲートドライバに近い側の例えば画素 1 近傍では遅延による波形なまりはほとんど生じないが、ゲートドライバから遠ざかるにつれて、例えば、画素 n (n は 1 本のゲートバスラインが駆動する最大画素数) 近傍では、図示のような波形なまりが発生してしまう。

## 【 0 0 0 5 】

R (赤)、G (緑)、B (青) の三原色によりカラー表示をする LCD では、1 本のゲートバスラインで駆動される画素の数は、ゲートバスライン延伸方向の解像度  $\times 3$  となる。例えば、表示方式が VGA の場合 1 本のゲートバスラインが駆動する画素数 n は 1 9 2 0 ( $= 6 4 0 \times 3$ )、XGA では  $n = 3 0 7 2 (= 1 0 2 4 \times 3)$ 、SXGA では  $n = 3 8 4 0 (1 2 8 0 \times 3)$ 、UXGA では  $n = 4 8 0 0 (= 1 6 0 0 \times 3)$  になる。ゲートバスラインを駆動するゲートドライバが、所定のタイミングで矩形波のゲートパルスを各ゲートバスラインに出力すると、ゲートドライバに近い画素 1、画素 2、画素 3 等の TFT のゲート電極には矩形波のゲートパルスが印加されるが、ゲートドライバから遠い画素 (n - 1) や画素 n の TFT のゲート電極には波形になまりの生じたゲートパルスが印加される。波形のなまりにより、同一ゲートバスライン上の画素間で画素電極への



階調電圧の書き込み条件が変化してしまうため、表示むら等の問題が発生する。ゲート遅延による波形なまりは、ゲートオン電圧を高くするほど顕著になるので表示品質が劣化し易くなってしまう。

## 【 0 0 0 6 】

図 1 8 は、波形なまりと書き込み時間及び書き込み量等の関係について示している。図 1 8 ( a ) は水平走査周波数が「 A 」 k H z の場合の水平同期信号 a を示しており、図 1 8 ( b ) は水平走査周波数が「 B 」 (  $A < B$  ) k H z の場合の水平同期信号 b を示している。水平同期信号 b の周期  $T_{hb}$  は時間  $\Delta T_h$  だけ水平同期信号 a の周期  $T_{ha}$  より短い。

## 【 0 0 0 7 】

図 1 8 ( c ) は図 1 8 ( a ) の場合のゲート信号の波形を示し、図 1 8 ( d ) は図 1 8 ( b ) の場合のゲート信号の波形を示している。図 1 8 ( e ) は  $\Delta V$  だけゲートオン電圧を高くした場合のゲート信号の波形図である。

## 【 0 0 0 8 】

図 1 8 ( c ) に示すように、ゲートドライバから出力されるゲートパルスは、水平同期信号 a の周期  $T_{ha}$  と同じ期間だけ“ H ( h i g h ) ”レベルになってゲートオン電圧が維持される。しかしながら、ゲートドライバに近い画素の T F T のゲート電極に印加されるゲートパルスの波形 X は矩形になるが、ゲートドライバから遠い画素の T F T のゲート電極に印加されるゲートパルスの波形 Y には図示のようななまりが生じている。

## 【 0 0 0 9 】

T F T に所望の移動度が得られる電圧（閾値電圧）を仮に  $V_a$  とすると、波形 Y では電圧  $V_a$  以上の期間は  $T_a$  である。電圧  $V_a$  のラインと波形 Y とで囲まれる領域の面積を  $S_a$  とすると、面積  $S_a$  の大きさは画素電極に書き込まれる電荷量に比例する。

## 【 0 0 1 0 】

図 1 8 ( d ) に示すように、ゲートドライバから出力されるゲートパルスは、水平同期信号 b の周期  $T_{hb}$  と同じ期間だけ“ H ”レベルになってゲートオン電圧が維持される。図 1 8 ( c ) の例と同様に、ゲートドライバに近い画素の T F T

のゲート電極に印加されるゲートパルスの波形Uは矩形になるが、ゲートドライバから遠い画素のT F Tのゲート電極に印加されるゲートパルスの波形Wには図示のようななまりが生じている。

## 【 0 0 1 1 】

上述と同様にしてT F Tに所望の移動度が得られる電圧を $V_a$ とすると、波形Wでは電圧 $V_a$ 以上の期間は $T_b$ である。電圧 $V_a$ のラインと波形Wとで囲まれる領域の面積を $S_b$ とすると、面積 $S_b$ の大きさは画素電極に書き込まれる電荷量に比例する。

## 【 0 0 1 2 】

期間 $T_a$ と期間 $T_b$ とを比較すると、期間 $T_b$ はほぼ期間 $\Delta T_h$ だけ期間 $T_a$ より短くなっており面積 $S_a > S_b$ となる。従って、図18(b)に示すような水平走査周波数が相対的に高い場合には電荷の書き込み不足が発生する。

## 【 0 0 1 3 】

これを解消するにはゲートオン電圧を高くすればよい。水平走査周波数「B」 $kHz$ の場合に $\Delta V$ だけゲートオン電圧を高くした場合のゲートパルス波形を図18(e)に示す。ゲートドライバに近い画素のT F Tのゲート電極に印加されるゲートパルスの波形Pは矩形であり、ゲートドライバから遠い画素のT F Tのゲート電極に印加されるゲートパルスの波形Qには図示のようななまりが生じている。

## 【 0 0 1 4 】

電圧 $V_a$ のラインと波形Qとで囲まれる領域の面積は $S_b' + \Delta S_b$ となる。面積 $S_b$ は、ゲートオン電圧が $\Delta V$ だけ上昇したことによる増加量である。単純に面積 $S_b$ と $S_b'$ とは同じではないが、明らかに面積 $S_b < S_b' + \Delta S_b$ である。これにより、電荷の供給量が増えるため書き込み不足は生じない。

## 【 0 0 1 5 】

ところで、一般に液晶表示装置はシステム（例えば、パーソナルコンピュータ）側から供給されるビデオ信号の複数種類の垂直走査周波数にそれぞれ対応できるように、主に使用される垂直走査周波数よりも高い垂直走査周波数でも十分駆動できるように設計する必要がある。したがって、近年の液晶表示装置の駆動方

法では、上述のような高解像度による階調データの書き込み不足を解消する必要と、システム側から供給される複数種類の垂直走査周波数の全てに対応できるようにする必要がある。

## 【 0 0 1 6 】

図 1 9 は垂直走査周波数及び垂直周期並びに水平走査周波数及び水平周期について示している。垂直周期  $T_{va}$  は垂直同期信号 (Vsync) の周期であって、垂直走査周波数の逆数である。図 1 9 に示すように、垂直周期  $T_{va}$  は有効表示期間とブランク期間とで構成される。垂直周期  $T_{va}$  の有効表示期間は各ゲートバスラインを線順次駆動する期間であり、図 1 9 では各ゲートバスラインに出力されるゲートパルス信号 1 0 0 1 乃至 1 0 0 5 を例示している。ブランク期間ではゲートバスラインは駆動されない。一方、水平周期  $T_{ha}$  は水平走査周波数の逆数であり、ゲートパルスがオン状態になる期間にほぼ等しい。垂直走査周波数が高くなると 1 垂直周期  $T_{va}$  が短くなり、ゲートパルスが "H" レベルに維持される水平周期  $T_{ha}$  も短くなる。つまり、水平走査周波数が高くなる。但し、ブランク期間を短くすることにより、垂直周期  $T_{va}$  が短くなっても有効表示期間を短くしない場合もある。

## 【 0 0 1 7 】

このように垂直走査周波数が高くなれば水平走査周波数も高くなり、画素電極への階調電圧の書き込み時間は短くなる。従って、システム側から供給される複数種類の垂直走査周波数の上限でも階調電圧の書き込みが十分になるようにゲートオン電圧を固定してしまうと、主に使用される垂直走査周波数においても高いゲートオン電圧のゲートパルスがゲートバスラインに出力されるため、波形なまりが大きくなり、表示品質に問題が生じる場合があった。

## 【 0 0 1 8 】

## 【特許文献 1】

特開平 0 6 - 2 3 0 3 4 2 号公報

## 【特許文献 2】

特開平 0 8 - 5 4 8 5 9 号公報

## 【特許文献 3】

特開平 1 1 - 1 0 9 9 2 5 号公報

【特許文献 4】

特開平 1 1 - 1 8 4 4 3 6 号公報

【 0 0 1 9】

【発明が解決しようとする課題】

本発明の目的は、垂直走査周波数又は水平走査周波数が変化しても表示品質が劣化しない液晶表示装置の駆動方法及び駆動制御回路、及びそれを備えた液晶表示装置を提供することにある。

【 0 0 2 0】

【課題を解決するための手段】

上記目的は、液晶表示装置の駆動方法であって、垂直走査周波数又は水平走査周波数の変化を検出する検出ステップと、前記検出ステップで前記垂直走査周波数又は水平走査周波数の変化が検出されたら、当該変化に応じたゲートオン電圧を出力する出力ステップとを含むことを特徴とする液晶表示装置の駆動方法によって達成される。

【 0 0 2 1】

【発明の実施の形態】

〔第 1 の実施の形態〕

本発明の第 1 の実施の形態による液晶表示装置の駆動方法及び駆動制御回路、及びそれを備えた液晶表示装置について図 1 乃至図 8 を用いて説明する。まず、本実施の形態による液晶表示装置の概略構成について図 1 を用いて説明する。液晶表示装置 1 0 0 は、図中左右方向に延びる n 本のゲートバスラインと、絶縁膜を介してゲートバスラインに交差して形成され図中上下に延びる m 本のデータバスラインとが形成された LCD (Liquid Crystal Display) パネル 4 0 を有している。LCD パネル 4 0 内のゲートバスラインとデータバスラインとで画定される領域が画素領域となり、マトリクス状に配列された画素領域のそれぞれには不図示の TFT が形成されている。各 TFT のソース電極は不図示の画素電極に接続され、ドレイン電極は近傍のデータバスラインに接続され、ゲート電極は近傍のゲートバスラインに接続されている。

## 【 0 0 2 2 】

また、LCDパネル40には、m本のデータバスラインを駆動するデータドライバ10と、n本のゲートバスラインを駆動するゲートドライバ20とが配置されている。さらにLCDパネル40には、データドライバ10及びゲートドライバ20に各種制御信号や画像信号（階調信号等）を出力する駆動制御回路30が設けられている。

## 【 0 0 2 3 】

駆動制御回路30は、データドライバ10に対してデータドライバ制御信号及び画像信号を出力する。データドライバ10は、データドライバ制御信号及び画像信号を受け取って各データバスラインに所定のタイミングで各画素用の階調電圧を出力するようになっている。また、駆動制御回路30は、ゲートドライバ20に対してゲートオン電圧 $V_g$ 及びゲートドライバ制御信号を出力する。駆動制御回路30には、液晶表示装置100に接続された例えばパーソナルコンピュータ等のシステム側装置から各種制御信号及び画像信号が入力される。

## 【 0 0 2 4 】

駆動制御回路30は、コモン電圧 $V_{com}$ をLCDパネル40に出力するコモン電圧調整回路31と、ゲートオン電圧 $V_g$ をゲートドライバ20に出力するゲート電圧調整回路32とを有している。

## 【 0 0 2 5 】

ゲートドライバ20は、ゲートドライバ制御信号に基づいてゲートバスライン1～nに対し順次ゲートパルスを出力して、階調電圧を書き込むべきm個の画素が接続されたゲートバスラインを順次選択する。データドライバ10はゲートドライバ20により選択されたゲートバスラインに接続されたm個の画素に対する階調電圧をデータバスライン1～mに出力する。これにより、ゲートバスライン1～nが順次選択されると共に、選択されたゲートバスライン上の各画素に所定の階調電圧が書き込まれて1フレーム分の画像が表示される。

## 【 0 0 2 6 】

ゲート電圧調整回路32は、水平走査周波数又は垂直走査周波数の変化に応じたゲートオン電圧 $V_g$ を出力するための回路である。例えば垂直走査周波数が6

0 Hz の場合にはゲートオン電圧  $V_g = 25 \text{ V}$  を出力し、それ以外の垂直走査周波数ではゲートオン電圧  $V_g = 30 \text{ V}$  を出力する。ゲートオン電圧  $V_g$  の変更には1つの閾値ではなく2以上の閾値を用いるようにしてもよい。例えば、垂直走査周波数が60 Hz の場合にはゲートオン電圧  $V_g = 25 \text{ V}$  を出力し、垂直走査周波数が75 Hz の場合にはゲートオン電圧  $V_g = 30 \text{ V}$  を出力する。

## 【0027】

さらに、ゲートオン電圧  $V_g$  を高く設定する場合の垂直走査周波数又は水平走査周波数の閾値と、ゲートオン電圧  $V_g$  を低く設定する場合の垂直走査周波数又は水平走査周波数の閾値とを異なるようにすることも可能である。例えば水平走査周波数が65 kHz を超えるとゲートオン電圧  $V_g$  を30 V に変更するが、一旦ゲートオン電圧  $V_g$  が30 V になってしまうと、今度は水平走査周波数が60 Hz 未満にならないとゲートオン電圧  $V_g$  を25 V に戻さないようにしてもよい。さらに、閾値を設けることなく、水平走査周波数又は垂直走査周波数の変化に応じてゲートオン電圧  $V_g$  を連続的に変化させるようにしてもよい。

## 【0028】

コモン電圧調整回路31は、ゲート電圧調整回路32によりゲートオン電圧  $V_g$  を動的に変化させた結果、コモン電圧  $V_{com}$  が最適な電位からずれてしまわないように、最適コモン電圧  $V_{com}$  をLCDパネル40のコモン電極に出力するようにになっている。

## 【0029】

ゲートオン電圧  $V_g$  の変化に伴い最適なコモン電圧  $V_{com}$  が変化することについて図2を用いて説明する。図2は、LCDパネル40に形成される画素の等価回路を示している。ゲートバスラインにはTFTのゲート電極Gが接続され、データバスラインにはTFTのドレイン電極Dが接続されている。TFTのソース電極Sは画素電極Pに接続されている。画素電極Pと、コモン電圧  $V_{com}$  が印加されるコモン電極O1との間には液晶が封止されて液晶容量  $C_{LC}$  が形成されている。また、画素電極Pと不図示の絶縁膜を介して対向しコモン電圧  $V_{com}$  が印加される蓄積容量電極O2とで、液晶容量  $C_{LC}$  に並列に接続される蓄積容量  $C_s$  が形成される。また、TFTのゲート電極G／ソース電極S間には寄生容量

$C_{gs}$  が形成される。ゲートバスライン上のゲート電圧は、ゲートパルスのオフ時の電圧が 0 V、オン時の電圧（ゲートオン電圧）が  $V_g$  であるものとする。データバスラインには階調電圧  $V_d$  が印加される。また、液晶に印加される電圧を液晶電圧ということにする。

## 【 0 0 3 0 】

このような等価回路にゲートオン電圧  $V_g$  及び階調電圧  $V_d$  を印加した場合の液晶電圧の変化を図 3 に示す。図 3 において、ゲートバスラインに印加するゲート電圧の波形を実線で示し、データバスラインに印加する階調電圧  $V_d$  の波形を一点鎖線で示す。また、液晶電圧の波形を点線で示す。図 3 に示すように、ゲート電圧の波形は、垂直周期毎に所定期間だけゲートオン電圧  $= V_g$  となる矩形波のゲートパルスとなる。ここで階調電圧  $V_d$  の波形が図 3 の一点鎖線で示されるものであるとすると、液晶電圧はゲートパルスの印加中は階調電圧  $V_d$  に応じて上昇するが、液晶容量  $C_{LC}$  及び蓄積容量  $C_s$  に電荷が蓄積されるのに伴いその上昇が緩やかになる。また、ゲート電圧が  $V_g$  から 0 V に下がった瞬間に、電荷が液晶容量  $C_{LC}$ 、蓄積容量  $C_s$  及び寄生容量  $C_{gs}$  のそれぞれに再配分されるため、液晶電圧は突抜け電圧  $\Delta V_d$  だけ低下する。突抜け電圧  $\Delta V_d$  は、以下の式で表される。

## 【 0 0 3 1 】

$$\Delta V_d = \{ C_{gs} / (C_{gs} + C_{LC} + C_s) \} \times V_g$$

## 【 0 0 3 2 】

また、階調電圧  $V_d$  が低下すると、液晶電圧もそれに応じて下降するが、ゲートオン電圧が 0 V から  $V_g$  に上昇すると、液晶容量  $C_{LC}$ 、蓄積容量  $C_s$  及び  $C_{gs}$  に電荷が蓄積されるので、下降が緩やかになる。また、ゲートオン電圧が  $V_g$  から 0 V に下がった瞬間に電荷が液晶容量  $C_{LC}$ 、蓄積容量  $C_s$  及び寄生容量  $C_{gs}$  のそれぞれに再配分されるため、再度突抜け電圧  $\Delta V_d$  だけ低下する。

## 【 0 0 3 3 】

コモン電圧  $V_{com}$  は突抜け電圧  $\Delta V_d$  だけ変化した後の正極性及び負極性の電圧の中心値が最適となるが、上で述べた式でゲートオン電圧  $V_g$  が変化すれば突抜け電圧  $\Delta V_d$  も変化するため、結果としてコモン電圧の最適値も変化してし

まう。従って、上記のように水平走査周波数又は垂直走査周波数によってゲートオン電圧  $V_g$  を変化させる場合には、ゲートオン電圧  $V_g$  の調整後の最適なコモン電圧  $V_{com}$  に調整する必要がある。図 3 に示したようにゲートオン電圧  $V_g$  を相対的に高くすると、突抜け電圧  $\Delta V_d$  が相対的に大きくなり液晶電圧が低下することになるので、コモン電圧  $V_{com}$  はより低い値に調整することになる。

## 【 0 0 3 4 】

図 4 は、ゲート電圧調整回路 3 2 の構成例を示している。ゲート電圧調整回路 3 2 は、水平走査周波数の変化を検出するタイミングコントローラ 3 0 1 と、2 種類のゲートオン電圧  $V_a$  及び  $V_b$  ( $V_a < V_b$ ) を生成するゲートオン電圧生成回路 3 0 5 と、タイミングコントローラ 3 0 1 の出力に応じてゲートオン電圧生成回路 3 0 5 からのゲートオン電圧  $V_a$  及び  $V_b$  のうちいずれかを出力するスイッチ 3 0 3 とを有している。

## 【 0 0 3 5 】

タイミングコントローラ 3 0 1 は、水平同期信号と発振回路からのクロック信号とが入力され、1 水平周期のクロックをカウントするカウンタ 3 1 1 と、カウンタ 3 1 1 のカウント結果と閾値 A と閾値 B とが入力され、カウント結果と閾値 A 又は閾値 B とを比較する比較器 3 1 2 とを有している。なお、発振回路は、例えば 5 M H z のクロック信号を生成する。また、ゲートオン電圧  $V_a = 2.5 \text{ V}$ 、ゲートオン電圧  $V_b = 3.0 \text{ V}$  とする。

## 【 0 0 3 6 】

## 〔実施例 1 - 1〕

図 4 に示したゲート電圧調整回路 3 2 を用いた実施例 1 - 1 による駆動動作について図 5 を用いて説明する。なお、本実施例においては、比較器 3 1 2 に入力される閾値は閾値 A 1 つしか使用せず、初期的にはスイッチ 3 0 3 がゲートオン電圧  $V_a$  を選択して出力しているものとする。カウンタ 3 1 1 は、水平同期信号の同期パルスを検出するまで発振回路からのクロックをカウントする（ステップ S 1 及び S 3）。例えば水平走査周波数が 5 0 k H z であれば、カウント値が 1 0 0 ( $= 5 \text{ M} / 5 0 \text{ k}$ ) になったところで、水平同期信号の同期パルスを検出することになる。水平同期信号の同期パルスが検出されると、比較器 3 1 2 はカウ



ント値と閾値Aとを比較する（ステップS5）。例えば閾値Aを77とすると、カウント値（100）＞閾値A（77）であるから、比較器312はゲートオン電圧V<sub>a</sub>を出力するようにスイッチ303に対して制御信号を出力し、スイッチ303はゲートオン電圧V<sub>a</sub>を出力する（ステップS7）。次いでカウンタ311のカウント値をクリアし（ステップS11）、電源遮断等の理由でゲートオン電圧V<sub>g</sub>を出力する必要がなくなるまで（ステップS13）、カウンタ311は、再度水平同期信号の同期パルスを検出するまで発振回路からのクロックをカウントする（ステップS1及びS3）。

## 【0037】

例えば水平走査周波数が65KHz以上になれば、カウント値が77（=5M/65k）未満になる。比較器312は、カウント値と閾値Aとを比較してカウント値＜閾値Aと判断し、ゲートオン電圧V<sub>b</sub>を出力するように制御信号をスイッチ303に出力する。これによりスイッチ303はゲートオン電圧V<sub>b</sub>を出力する（ステップS9）。次いで、カウンタ311はカウント値をクリアし（ステップS11）、ゲートオン電圧V<sub>g</sub>を出力する必要がなくなるまでステップS1及びS3に戻って発振回路からのクロックをカウントする。

## 【0038】

図5に示すような実施例1-1による駆動動作を行うゲート電圧調整回路32であれば、水平走査周波数が通常の状態であれば低いゲートオン電圧V<sub>a</sub>を出力し、水平走査周波数が所定の閾値を超える、すなわちカウント値が閾値を下回るようになった場合には高いゲートオン電圧V<sub>b</sub>を出力するようになる。なお、水平同期信号を用いる例を示したが、垂直同期信号を用いるようにしてもよい。その際には、閾値Aの値を変える必要がある。また、発振回路の周波数を変えるようにしてもよい。

## 【0039】

このようにゲートオン電圧V<sub>g</sub>を2種類で閾値を1種類使うような構成だけではなく、例えばゲートオン電圧V<sub>g</sub>を3種類以上で閾値を2種類以上使用するような構成にしてももちろんよい。例えばカウント値が閾値Aを超える場合にはゲートオン電圧V<sub>a</sub>を出力し、閾値A未満で閾値Bを上回る場合にはゲートオン電

圧  $V_b$  を出力し、閾値  $B$  未満の場合にはゲートオン電圧  $V_c$  を出力するような構成も可能である。

#### 【 0 0 4 0 】

##### [ 実施例 1 - 2 ]

次に、図 4 に示したゲート電圧調整回路 3 2 の実施例 1 - 2 による駆動動作について図 6 を用いて説明する。なお、実施例 1 - 1 と同様に、初期的にはスイッチ 3 0 3 がゲートオン電圧  $V_a$  を出力しているものとする。但し、本実施例では閾値  $A$  及び閾値  $B$  が比較器 3 1 2 に入力されるものとする。カウンタ 3 1 1 は、水平同期信号の同期パルスを検出するまで発振回路からのクロックをカウントする（ステップ  $S_{21}$  及び  $S_{23}$ ）。例えば水平走査周波数が  $50\text{ kHz}$  であれば、カウント値が  $100$  になったところで、水平同期信号の同期パルスを検出することになる。水平同期信号の同期パルスが検出されると、比較器 3 1 2 はカウント値と閾値  $A$  とを比較する（ステップ  $S_{25}$ ）。例えば閾値  $A$  を  $77$  とすると、カウント値（ $100$ ） $>$  閾値  $A$ （ $77$ ）であるから、比較器 3 1 2 はゲートオン電圧  $V_a$  を出力するようにスイッチ 3 0 3 に対して制御信号を出力し、スイッチ 3 0 3 はゲートオン電圧  $V_a$  を出力する（ステップ  $S_{27}$ ）。次いで、電源遮断等の理由でゲートオン電圧  $V_g$  を出力する必要がなくなるまで（ステップ  $S_{29}$ ）、カウンタ 3 1 1 はカウンタ値をクリアし（ステップ  $S_{31}$ ）、再度水平同期信号の同期パルスを検出するまで発振回路からのクロックをカウントする（ステップ  $S_{21}$  及び  $S_{23}$ ）。

#### 【 0 0 4 1 】

例えば水平走査周波数が  $65\text{ kHz}$  以上になれば、カウント値が  $77$  を下回るようになる。比較器 3 1 2 は、カウント値と閾値  $A$  とを比較してカウント値  $<$  閾値  $A$  と判断し、ゲートオン電圧  $V_b$  を出力するように制御信号をスイッチ 3 0 3 に出力する。これによりスイッチ 3 0 3 はゲートオン電圧  $V_b$  を出力する（ステップ  $S_{33}$ ）。次いで、カウンタ 3 1 1 はカウンタ値をクリアする（ステップ  $S_{35}$ ）。次いで、ゲートオン電圧  $V_g$  を出力する必要がなくなるまで（ステップ  $S_{37}$ ）、カウンタ 3 1 1 は、水平同期信号の同期パルスを検出するまで発振回路からのクロックをカウントする（ステップ  $S_{39}$  及び  $S_{41}$ ）。例えば水平走

査周波数が変わらなければ、カウンタ値が 7 7 未満で水平同期信号の同期パルスを検出することになる。そうすると、比較器 3 1 2 はカウンタ値と今度は閾値 B とを比較する（ステップ S 4 3）。例えば閾値 B を 8 2 とすると、カウンタ値 < 閾値 B であるからステップ S 3 3 に戻って、比較器 3 1 2 はゲートオン電圧 V b を出力するようにスイッチ 3 0 3 に対して制御信号を出力し、スイッチ 3 0 3 はゲートオン電圧 V b を出力する（ステップ S 3 3）。

## 【 0 0 4 2 】

次いで、カウンタ 3 1 1 はカウンタをクリアする（ステップ S 3 5）。そして、ゲートオン電圧を出力する必要がなくなる限り（ステップ S 3 7）、カウンタ 3 1 1 は、水平同期信号の同期パルスを検出するまで発振回路からのクロックをカウントする（ステップ S 3 9 及び S 4 1）。ここで例えば水平走査周波数が 6 0 k H z に変更されると、カウンタ値が 8 3 ( $= 5 \text{ M} / 6 0 \text{ k}$ ) となって水平同期信号の同期パルスを検出することになる。比較器 3 1 2 はカウンタ値と閾値 B とを比較する（ステップ S 4 3）。カウンタ値 > 閾値 B であるからステップ S 2 7 に戻って、比較器 3 1 2 はゲートオン電圧 V a を出力するようにスイッチ 3 0 3 に対して制御信号を出力し、スイッチ 3 0 3 はゲートオン電圧 V a を出力する（ステップ S 2 7）。

## 【 0 0 4 3 】

そして、電源遮断等の理由でゲートオン電圧 V g を出力する必要がなくなるまで（ステップ S 2 9）、カウンタ 3 1 1 は、カウンタ値をクリアし（ステップ S 3 1）、再度水平同期信号の同期パルスを検出するまで発振回路からのクロックをカウントする（ステップ S 2 1 及び S 2 3）。

## 【 0 0 4 4 】

例えば水平走査周波数が 6 0 k H z のままであれば、カウンタ値が 8 3 で水平同期信号の同期パルスを検出することになる。比較器 3 1 2 はカウンタ値と閾値 A とを比較する（ステップ S 2 5）。閾値 A が 7 7 であるとする、カウンタ値 (8 3) > 閾値 A (7 7) であるから、比較器 3 1 2 はゲートオン電圧 V a を出力するようにスイッチ 3 0 3 に対して制御信号を出力し、スイッチ 3 0 3 はゲートオン電圧 V a を出力する（ステップ S 2 7）。そして、電源遮断等の理由でゲ

ートオン電圧  $V_g$  を出力する必要がなくなるまで（ステップ S 2 9）、カウンタ 3 1 1 はカウンタ値をクリアし（ステップ S 3 1）、再度水平同期信号の同期パルスを検出するまで発振回路からのクロックをカウントする（ステップ S 2 1 及び S 2 3）。このような動作が繰り返される。

#### 【 0 0 4 5 】

このようにすると、図 6 に示すような実施例 1 - 2 による駆動動作を行うゲート電圧調整回路 3 2 であれば、水平走査周波数が通常の状態であれば低いゲートオン電圧  $V_a$  を出力し、水平走査周波数が第 1 の閾値を超える、すなわちカウント値が閾値 A を下回るようになった場合には高いゲートオン電圧  $V_b$  を出力するようになる。しかし、再度水平走査周波数が低くなった場合には第 2 の閾値を下回る、すなわちカウント値が閾値 B を上回るようになった場合には低いゲートオン電圧  $V_a$  を出力するようにする。例えば、水平走査周波数又はカウント値が第 1 の閾値周辺で揺れている場合や、発振回路の周波数によってカウント値に端数が生じる場合には、一つの閾値でしか判断しない場合にはゲートオン電圧の変更を繰り返す場合も生じ得る。このように 2 つの閾値で判断すれば、水平走査周波数又はカウント値が第 1 の閾値周辺で揺れている場合や、発振回路の周波数によってカウント値に端数が生じる場合であってもゲートオン電圧の変更を繰り返すことはなく、実際に水平走査周波数に変更された場合にのみゲートオン電圧を変更するようになる。

#### 【 0 0 4 6 】

##### [ 実施例 1 - 3 ]

次に、図 7 (a) 乃至図 7 (c) を用いて実施例 1 - 3 について説明する。実施例 1 - 1 及び実施例 1 - 2 では、ゲートオン電圧  $V_g$  を段階的に切り替えるような構成を示したが、必ずしも段階的に切り替えるのではなく連続的に変化させることも可能である。実施例 1 - 3 では、図 7 (a) に示すように、ゲート電圧調整回路 3 2 は、水平同期信号と発振回路からのクロック信号が入力され、水平周期に対応するデューティ比を有する PWM (パルス幅変調: Pulse Width Modulation) 信号を生成するタイミングコントローラ 5 0 と、電圧  $V_G$  及び PWM 信号が入力され、PWM 信号のデューティ比に従った電圧

V o u t を生成する電圧安定化回路 6 0 とで構成される。

【 0 0 4 7 】

デューティ比は、図 7 ( b ) に示すような P W M 信号であれば、周期 T に対する " H " レベルの期間  $T_H$  との比  $T_H / T$  で表される。従って、タイミングコントローラ 5 0 は、水平走査周波数が高くなる、すなわち発振回路のクロックのカウント値が小さくなると、例えば " L " レベルの期間  $T_L$  を短くして " H " レベルの期間  $T_H$  を長くする。逆に、水平走査周波数が低くなる、すなわち発振回路のクロックのカウントが多くなると、例えば " L " レベルの期間  $T_L$  を長くして " H " レベルの期間  $T_H$  を短くする。

【 0 0 4 8 】

電圧安定化回路 6 0 は、電圧  $V_G$  を用いて、水平走査周波数に対応したデューティ比を有する P W M 信号に従ってリニアにゲートオン電圧を生成するようになっており、例えば図 7 ( c ) に示すような回路である。すなわち、P W M 信号の例えば " H " レベルの期間  $T_H$  だけオン状態になるスイッチ 6 1 と、抵抗 6 2 と、抵抗 6 3 と、キャパシタ 6 4 とが含まれる。スイッチ 6 1 は電圧  $V_G$  の出力端と抵抗 6 3 の一端との間に配置されている。抵抗 6 2 はスイッチ 6 1 と並列に電圧  $V_G$  の出力端に一端が接続され他端がスイッチ 6 1 と抵抗 6 3 の接続点に接続されている。抵抗 6 3 の他端は接地されている。キャパシタ 6 4 の一端もスイッチ 6 1 と抵抗 6 3 の接続点に接続され他端が接地されている。当該接続点からゲートオン電圧 V o u t が取り出されるようになっている。

【 0 0 4 9 】

抵抗 6 2 及び抵抗 6 3 の抵抗値とキャパシタ 6 4 の容量値とを適切に設定し、P W M 信号の例えば " H " レベルの期間  $T_H$  だけスイッチ 6 1 がオン状態になるようにすれば、水平走査周波数に応じた適切なゲートオン電圧 V o u t が生成される。水平走査周波数がリニアに変化する場合には、ゲートオン電圧 V o u t もリニアに変化する。このような構成を採用すれば、水平走査周波数に応じた最適なゲートオン電圧を常にゲートドライバ 2 0 に供給することができるようになる。なお、水平同期信号ではなく垂直同期信号を用いるようにしてもよい。また、図 7 ( c ) の電圧安定化回路 6 0 の回路例は一例であって他の構成であってもよい。

## 【 0 0 5 0 】

コモン電圧調整回路 3 1 の回路構成は、ゲート電圧調整回路 3 2 とほぼ同様である。但し、ゲート電圧調整回路 3 2 では、垂直走査周波数又は水平走査周波数が高くなればゲートオン電圧  $V_g$  を上げるようにするが、コモン電圧調整回路 3 1 では、垂直走査周波数又は水平走査周波数が上がればコモン電圧  $V_{com}$  を下げるようにする。

## 【 0 0 5 1 】

## 〔実施例 1 - 4〕

図 8 (a) にコモン電圧調整回路 3 1 の実施例を示す。コモン電圧調整回路 3 1 は、発振回路からのクロック信号及び水平同期信号が入力されて水平走査周波数の変化を検出するタイミングコントローラ 8 1 を有している。また、コモン電圧調整回路 3 1 は、2 種類のコモン電圧  $V_{com}(a)$  及び  $V_{com}(b)$  ( $V_{com}(a) > V_{com}(b)$ ) を生成するコモン電圧生成回路 8 3 と、タイミングコントローラ 8 1 の出力に応じてコモン電圧生成回路 8 3 からのコモン電圧  $V_{com}(a)$  及び  $V_{com}(b)$  のうちいずれかを出力するスイッチ 8 2 とが含まれる。図示していないが、タイミングコントローラ 8 1 には、1 水平周期のクロックをカウントするカウンタと、カウンタのカウント結果と閾値 A と閾値 B とが入力され、カウント結果と閾値 A 又は閾値 B とを比較する比較器とを含む。発振回路のクロック信号の周波数や閾値 A 及び閾値 B の値はゲート電圧調整回路 3 2 におけるタイミングコントローラ 3 0 1 と同じにする。但し、 $V_{com}(a) > V_{com}(b)$  であるから、水平走査周波数が通常の状態では  $V_{com}(a)$  が出力され、水平走査周波数が高くなれば  $V_{com}(b)$  が出力される。図 8 (a) の動作については、図 5 及び図 6 とほぼ同様であるが、ゲートオン電圧  $V_a$  を出力する場合にはコモン電圧  $V_{com}(a)$  を出力し、ゲートオン電圧  $V_b$  を出力する場合にはコモン電圧  $V_{com}(b)$  を出力する。

## 【 0 0 5 2 】

## 〔実施例 1 - 5〕

次に、図 8 (b) にコモン電圧調整回路 3 1 の他の実施例を示す。コモン電圧

についても段階的に切り替えるのではなく、リニアに変化させることも可能である。本実施例では、図 8 (b) に示すように、コモン電圧調整回路 3 1 は、水平同期信号と発振回路からのクロック信号が入力され、水平周期に対応するデューティ比を有する PWM 信号を生成するタイミングコントローラ 8 5 と、電圧  $V_C$  及び PWM 信号が入力され、PWM 信号のデューティ比に従った電圧  $V_{com}$  を生成する電圧安定化回路 8 6 とで構成される。タイミングコントローラ 8 5 は、水平走査周波数が高くなる、すなわち発振回路のクロックのカウントが少なくなると、例えば“H”レベルの期間  $T_H$  を短くして“L”レベルの期間  $T_L$  を長くする。逆に、水平走査周波数が低くなる、すなわち発振回路のクロックのカウントが多くなると、例えば“H”レベルの期間  $T_H$  を長くして“L”レベルの期間  $T_L$  を短くする。そして、PWM 信号の例えば“H”レベルの期間  $T_H$  だけオン状態になるスイッチを用いて、水平走査周波数が高くなるとコモン電圧  $V_{com}$  が低くなり、逆に低くなるとコモン電圧  $V_{com}$  が高くなるように、コモン電圧  $V_{com}$  をリニアに変化させる。

【 0 0 5 3 】

[ 実施例 1 - 6 ]

次に、図 9 にコモン電圧調整回路 3 1 のさらに他の実施例を示す。本実施例のコモン電圧調整回路 9 5 ではコモン電圧調整回路 3 1 に対して温度監視回路 9 4 をさらに備えている点に特徴を有している。温度監視回路 9 4 は液晶表示装置の周囲温度を検出して当該温度情報をデジタル信号に変換し、タイミングコントローラ 9 1 に出力する。図示していないが、タイミングコントローラ 9 1 は閾値  $g$  と閾値  $h$  (閾値  $g > 閾値 h$ ) を記憶しており、温度監視回路 9 4 で検出した検出温度  $t$  と閾値  $g$ 、 $h$  とを比較する比較器を有している。タイミングコントローラ 9 1 は検出温度  $t$  と閾値  $g$ 、 $h$  との差に基づいて制御信号を出力しスイッチ 9 2 の切り替えを制御する。スイッチ 9 2 にはコモン電圧生成回路 9 3 で生成される 2 種類のコモン電圧  $V_{com}(a)$  及び  $V_{com}(b)$  ( $V_{com}(a) > V_{com}(b)$ ) が入力されていて、当該制御信号に基づいていずれか一方のコモン電圧をコモン電極に供給する。コモン電圧調整回路 9 5 の初期状態 (電源投入時) はコモン電圧  $V_{com}(a)$  が出力されているものとする。

## 【 0 0 5 4 】

次にコモン電圧調整回路 9 5 の動作について説明する。コモン電圧調整回路 9 5 は、コモン電圧  $V_{com}(a)$  を出力しているときは検出温度  $t$  と閾値の小さい方（本実施例では閾値  $h$ ）を比較し、コモン電圧  $V_{com}(b)$  を出力しているときは検出温度  $t$  と閾値の大きい方（本実施例では閾値  $g$ ）を比較する。こうすることで、検出温度  $t$  が閾値に近い値を示したときにコモン電圧が  $V_{com}(a)$  と  $V_{com}(b)$  を過敏に切り替わるいわゆる発振現象を防止できる。コモン電圧調整回路 9 5 の初期状態（コモン電圧  $V_{com}(a)$  を出力）において、検出温度  $t$  が閾値  $h$  より大きい場合はコモン電圧  $V_{com}(a)$  を出力し続ける。一方、検出温度  $t$  が閾値  $h$  より小さい場合はスイッチ 9 2 を切り替えてコモン電圧  $V_{com}(b)$  を出力する。コモン電圧調整回路 9 5 がコモン電圧  $V_{com}(b)$  を出力している状態において、検出温度  $t$  が閾値  $g$  より小さい場合はコモン電圧  $V_{com}(b)$  を出力し続ける。一方、検出温度  $t$  が閾値  $g$  より大きい場合はスイッチ 9 2 を切り替えてコモン電圧  $V_{com}(a)$  を出力する。

## 【 0 0 5 5 】

また、コモン電圧調整回路 9 5 には発振回路からクロック信号が入力され、パーソナルコンピュータ等のシステム側装置から水平同期信号が入力されている。従って、実施例 1 - 4 等で説明したクロック信号及び水平同期信号でコモン電圧  $V_{com}$  を調整する駆動を行うこともできる。さらに、周囲温度、クロック信号及び水平同期信号に基づいてコモン電圧  $V_{com}$  を調整することも可能である。

## 【 0 0 5 6 】

本実施例 1 - 6 を適用することにより、以下のような問題に対処することができる。例えば、従来は解像度や表示密度もそれほど高くなく、輝度も低かったため、液晶の駆動において対向電極電圧変動や液晶書き込み時間には余裕があり、フリッカと呼ばれる液晶駆動方式と表示パターン干渉によるチラツキ現象に対してマージンが有った。このため、対向電極電位作成回路はタイミングコントローラとは独立したアナログ回路で形成されていた。

## 【 0 0 5 7 】

しかしながら、近年は解像度、表示密度、画面サイズとも飛躍的に高く、広く



なってきた。解像度が高くなることで液晶の書き込み時間が短くなり、画面全体の各画素に対して表示データ電位と対向電極電位とを最適状態に保つことが厳しくなっている。さらに液晶表示装置の高輝度化による高性能化が必須である昨今、コモン電位のずれによりフリッカ現象が著しく目立ってくる要因にもなっている。解決方法としては液晶パネルの対向電極電位を常に最適な状態に補正し続ける駆動方法がある。しかしながら、表示装置の周囲環境及び表示装置に入力されるデータ信号の周波数等の様々な状況下では表示装置の製造・出荷時に調整される液晶パネルの対向電極電位レベルには限界がある。この様な状況に鑑み、表示装置自体が使用されている環境状態を独自に認識し、内部回路にてこの対向電極電位を補正できる方式を用いることで、常に最適状態の表示品位を供給することが可能となる。

【 0 0 5 8 】

#### 〔第 2 の実施の形態〕

本発明の第 2 の実施の形態による液晶表示装置の駆動方法及び駆動制御回路、及びそれを備えた液晶表示装置について図 1 0 乃至図 1 5 を用いて説明する。パーソナルコンピュータ等のシステム側装置から送られるアナログの映像信号は液晶表示装置の駆動制御回路を構成する部品の 1 つであるアナログ／デジタル変換回路（A／D コンバータ）でデジタル信号に変換され、液晶を駆動するソースドライバ IC（Integrated Circuit）に入力される。液晶表示装置の表示画面のコントラスト調整は当該 A／D コンバータのゲイン調整等の設定で行われている。また一般的に液晶表示装置の駆動電圧は固定されている。

【 0 0 5 9 】

ところで、近年においては液晶表示装置の表示品位が非常に重要になってきている。従来のコントラスト調整は A／D コンバータのゲインを調整する方法のため、最適設定からずれると色数が減ってしまい表示品位が低下する問題を有している。図 1 3 は、従来のコントラスト調整方法を説明するための図であって、パーソナルコンピュータ等のシステム側装置から液晶表示装置に入力される映像信号波形を示す図である。映像信号波形は 8 b i t 解像度の入力アナログ信号  $V_{sin}$  である。図 1 3（a）乃至図 1 3（d）においては入力アナログ信号  $V_{sin}$

nの入力時間を横軸に示し、電圧値を縦軸に示している。図13（a）は入力アナログ信号 $V_{sin}$ の0階調から255階調の電圧のフルスケールレンジとA/Dコンバータのアナログレシーバ部の電圧のフルスケールレンジ $ADC_{rng}$ とが一致した状態を示している。この状態が最適設定であって、液晶表示装置は入力アナログ信号 $V_{sin}$ の映像を忠実に表示することができる。

#### 【0060】

図13（b）はコントラストを高くした場合の入力アナログ信号 $V_{sin}$ を示している。A/Dコンバータのゲインを調整してA/Dコンバータのフルスケールレンジ $ADC_{rng}$ が入力アナログ信号のフルスケールレンジより小さくなるように設定している。例えば入力アナログ信号の200階調レベルの電圧 $V_{in}$ （200）をA/Dコンバータのフルスケールレンジ $ADC_{rng}$ となるように設定している。この場合、入力アナログ信号 $V_{sin}$ の200階調レベル $V_{in}$ （200）が入力されると255階調レベルの電圧 $ADC$ （255）が液晶に印加されるためコントラストが上がる。しかし200階調以上の入力アナログ信号 $V_{sin}$ （ $V_{rng1}$ の範囲）が入力されても液晶には255階調レベル $ADC$ （255）の電圧しか印加されないため表示色数が減少してしまう。

#### 【0061】

図13（c）はコントラストを低くした場合の入力アナログ信号 $V_{sin}$ を示している。A/Dコンバータのゲインを調整して入力アナログ信号 $V_{sin}$ のフルスケールレンジに対してA/Dコンバータのフルスケールレンジ $ADC_{rng}$ が大きくなるように設定している。例えば入力アナログ信号 $V_{sin}$ の255階調レベルの電圧 $V_{in}$ （255）がA/Dコンバータの200階調レベル $ADC$ （200）となるように設定している。この場合、入力アナログ信号 $V_{sin}$ の255階調レベル $V_{in}$ （255）が入力されると200階調レベルの電圧 $ADC$ （200）が液晶に印加されるためコントラストが低下する。しかし200階調より大きい電圧（ $V_{rng2}$ の範囲）は液晶に印加されることがないため表示色数が減少してしまう。

#### 【0062】

また、液晶駆動電圧の設定を固定していても駆動制御回路を構成する各部品

製造ばらつき等で階調特性（ $\gamma$ 特性）が変化する。図 1 4 は液晶印加電圧の基準電圧を作成する従来の回路構成の一例を示している。当該基準電圧作成回路 4 0 0 で作成される基準電圧は白及び黒を表示するための電圧である。以下の説明においては、液晶に電圧が印加されていないときに黒表示になるノーマリブラックの液晶表示装置を例に説明する。ノーマリブラックでは白表示用印加電圧（白電圧） $V_W$ は黒表示用印加電圧（黒電圧） $V_B$ より高くなる。また、液晶表示装置はコモン電圧  $V_{com}$  に対して交流駆動を行う必要があり、コモン電圧  $V_{com}$  より高い電圧側を H 側といい、低い電圧側を L 側ということにする。

## 【 0 0 6 3 】

次に、基準電圧作成回路 4 0 0 の回路構成について説明する。基準電圧作成回路 4 0 0 の駆動電圧は電源回路 4 0 1 で作成される。電源回路 4 0 1 の出力端子は抵抗 4 0 2 の一方の端子に接続されている。抵抗 4 0 2 の他方の端子には抵抗 4 0 3 の一方の端子が接続されている。抵抗 4 0 3 の他方の端子には抵抗 4 0 4 の一方の端子が接続されている。抵抗 4 0 4 の他方の端子は接地されている。抵抗 4 0 2 と抵抗 4 0 3 との接続端子には増幅器 4 0 5 の一入力端子が接続されている。増幅器 4 0 5 の出力端子は位相補償用の抵抗 4 0 7 の一方の端子に接続されると共に増幅器 4 0 5 の他入力端子に接続されている。抵抗 4 0 7 の他方の端子はコンデンサ 4 0 9 の一方の電極及び後述するソースドライバ IC 5 0 0、5 0 1（図 1 5 参照）内に集積されている内部抵抗 5 0 2、5 0 4 の一方の端子に接続されている。コンデンサ 4 0 9 の他方の電極は接地されている。また、抵抗 4 0 3 と抵抗 4 0 4 との接続端子には増幅器 4 0 6 の一入力端子が接続されている。増幅器 4 0 6 の出力端子は位相補償用の抵抗 4 0 8 の一方の端子に接続されると共に増幅器 4 0 6 の他入力端子に接続されている。抵抗 4 0 8 の他方の端子はコンデンサ 4 1 0 の一方の電極及びソースドライバ IC 5 0 0、5 0 1 の内部抵抗 5 0 3、5 0 5 の一方の端子に接続されている。コンデンサ 4 1 0 の他方の電極は接地されている。

## 【 0 0 6 4 】

さらに電源回路 4 0 1 の出力端子は抵抗 4 1 1 の一方の端子に接続されている。抵抗 4 1 1 の他方の端子には抵抗 4 1 2 の一方の端子が接続されている。抵抗

4 1 2 の他方の端子には抵抗 4 1 3 の一方の端子が接続されている。抵抗 4 1 3 の他方の端子は接地されている。抵抗 4 1 1 と抵抗 4 1 2 との接続端子には増幅器 4 1 4 の一入力端子が接続されている。増幅器 4 1 4 の出力端子は位相補償用の抵抗 4 1 6 の一方の端子に接続されると共に増幅器 4 1 4 の他入力端子に接続されている。抵抗 4 1 6 の他方の端子はコンデンサ 4 1 8 の一方の電極及びソースドライバ IC 5 0 0、5 0 1 のドライバ内部抵抗 5 0 2、5 0 4 の他方の端子に接続されている。コンデンサ 4 1 8 の他方の電極は接地されている。また、抵抗 4 1 2 と抵抗 4 1 3 との接続端には増幅器 4 1 5 の一入力端子が接続されている。増幅器 4 1 5 の出力端子は位相補償用の抵抗 4 1 7 の一方の端子に接続されると共に増幅器 4 1 5 の他入力端子に接続されている。抵抗 4 1 7 の他方の端子はコンデンサ 4 1 9 の一方の電極及びソースドライバ IC 5 0 0、5 0 1 のドライバ内部抵抗 5 0 3、5 0 5 の他方の端子に接続されている。コンデンサ 4 1 9 の他方の電極は接地されている。

## 【 0 0 6 5 】

次に、基準電圧作成回路 4 0 0 の動作について説明する。電源回路 4 0 1 と接地間に直列接続されている抵抗 4 0 2、4 0 3、4 0 4 の抵抗値の比率で分圧された電圧が増幅器 4 0 5、4 0 6 に入力される。増幅器 4 0 5、4 0 6 は例えばボルテージフォロワとして動作し、増幅器 4 0 5、4 0 6 の入力電圧に等しい電圧を出力する。一方、電源回路 4 0 1 と接地間に直列接続されている抵抗 4 1 1、4 1 2、4 1 3 の抵抗値の比率で分圧された電圧が増幅器 4 1 4、4 1 5 に入力される。増幅器 4 1 4、4 1 5 は例えばボルテージフォロワとして動作し、増幅器 4 1 4、4 1 5 の入力電圧と等しい電圧を出力する。本説明においては、増幅器 4 0 5 の出力電圧は H 側白電圧 VW (H) に使用され、増幅器 4 0 6 の出力電圧は L 側白電圧 VW (L) に使用され、増幅器 4 1 4 の出力電圧は H 側黒電圧 VB (H) に使用され、増幅器 4 1 5 の出力電圧は L 側黒電圧 VB (L) に使用される。

## 【 0 0 6 6 】

図 1 5 は基準電圧作成回路 4 0 0 とソースドライバ IC 5 0 0、5 0 1 との接続関係を示している。例えば、基準電圧作成回路 4 0 0 の出力端子にはソースド

ライバ I C 5 0 0、5 0 1 と共に不図示の 8 個のソースドライバ I C が並列接続されている。ソースドライバ I C 5 0 0、5 0 1 は基準電圧に基づいて階調電圧を作成する内部抵抗 5 0 2、5 0 3、5 0 4、5 0 5 を有している。内部抵抗 5 0 2、5 0 4 は H 側階調電圧を生成し、内部抵抗 5 0 3、5 0 5 は L 側階調電圧を生成する。内部抵抗 5 0 2、5 0 4 の両端子にはそれぞれ H 側白電圧 V W (H) と H 側黒電圧 V B (H) の電圧が印加されている。従って、H 側階調電圧は H 側白電圧 V W (H) と H 側黒電圧 V B (H) との電位差を 2 5 5 分割した電圧となる。また、内部抵抗 5 0 3、5 0 5 の両端子にはそれぞれ L 側白電圧 V W (L) と L 側黒電圧 V B (L) の電圧が印加されている。従って、L 側階調電圧は L 側白電圧 V W (L) と L 側黒電圧 V B (L) との電位差を 2 5 5 分割した電圧となる。ソースドライバ I C 5 0 0 は内部抵抗 5 0 2、5 0 3 を有しており、またソースドライバ I C 5 0 1 は内部抵抗 5 0 4、5 0 5 を有しているため、ソースドライバ I C 5 0 0、5 0 1 は H 側階調電圧及び L 側階調電圧を出力することができる。

## 【 0 0 6 7 】

次に、基準電圧作成回路 4 0 0 とソースドライバ I C 5 0 0、5 0 1 で作成される階調電圧の出力電圧精度について説明する。電源回路 4 0 1 を構成する回路部品のうち出力電圧を作成するレギュレータ（不図示）の出力電圧及び出力電圧精度は  $1.2\text{ V} \pm 0.5\%$  とする。出力電圧の最大値と最小値との差は  $1.2\text{ V} \times 1\% = 120\text{ mV}$  となる。階調電圧には H 側と L 側とがあるので、片側での出力電圧の最大値と最小値との差は  $60\text{ mV}$  となる。また、抵抗 4 0 2、4 0 3、4 0 4、4 1 1、4 1 2、4 1 3 の公差は  $0.1\%$  とし、内部抵抗 5 0 2、5 0 3、5 0 4、5 0 5 の抵抗値及び精度は  $10\text{ k}\Omega \pm 30\%$  とする。ここで、抵抗 4 0 2、4 0 3、4 0 4、4 1 1、4 1 2、4 1 3 の誤差は無視して階調電圧の出力電圧精度を計算する。以下の説明においては H 側の階調電圧について説明するが、L 側階調電圧についても同様に考えることができる。

## 【 0 0 6 8 】

増幅器 4 0 5、4 1 4 から出力された電圧は位相補償用の抵抗 4 0 7、4 1 6 を介してソースドライバ I C 5 0 0、5 0 1 の内部抵抗 5 0 2、5 0 4 の両端子

に印加される。抵抗 4 0 7、4 1 6 の他方の端子には 1 0 個のソースドライバ IC が並列に接続されているため当該端子間には  $10\text{ k}\Omega / 10\text{ 個} = 1\text{ k}\Omega$  の合成抵抗が接続されているとみなすことができる。増幅器 4 0 5、4 1 4 の出力電圧差を 5 V とし、抵抗 4 0 7、4 1 6 の抵抗値をそれぞれ  $50\Omega$  として 1 0 個のソースドライバ IC の内部抵抗の両端にかかる電圧を考える。増幅器 4 0 5、4 1 4 の端子間には抵抗 4 0 7、4 1 6 及び内部抵抗の合成抵抗が直列に接続されているといえる。抵抗 4 0 7、4 1 6 は一定として内部抵抗が  $\pm 30\%$  の範囲でばらつた場合の抵抗 4 0 7 と内部抵抗との接続端子の電位  $V_1$  と抵抗 4 1 6 と内部抵抗の接続端子の電位  $V_2$  の電位変動は以下のように求めることができる。 $V_1$  の最大値と最小値との差  $\Delta V_1$  は、 $5\text{ V} \times (50\Omega + 1\text{ k}\Omega \times 130\%) / (50\Omega + 1\text{ k}\Omega \times 130\% + 50\Omega) - 5\text{ V} \times (50\Omega + 1\text{ k}\Omega \times 70\%) / (50\Omega + 1\text{ k}\Omega \times 70\% + 50\Omega) = 134\text{ mV}$  となる。一方、 $V_2$  の最大値と最小値との差  $\Delta V_2$  は、 $5\text{ V} \times 50\Omega / (50\Omega + 1\text{ k}\Omega \times 70\% + 50\Omega) - 5\text{ V} \times 50\Omega / (50\Omega + 1\text{ k}\Omega \times 130\% + 50\Omega) = 134\text{ mV}$  となる。なお、L 側の電圧についても同様に考えることができる。2 5 6 階調表示の場合、液晶に印加する電圧の 1 階調の出力電圧差は  $5\text{ V} / 255 = 19.6\text{ mV}$  であるため、ソースドライバ IC の内部抵抗のばらつきで約 7 階調の誤差が生じる。また、レギュレータの出力電圧は  $60\text{ mV}$  ばらつくため約 3 階調の誤差が生じる。さらに、上記計算において無視した抵抗 4 0 2、4 0 3、4 0 4、4 1 1、4 1 2、4 1 3 のばらつき等も重畳されるため、駆動回路部品の製造ばらつきで階調特性が変化して液晶表示装置毎に画質にばらつきが発生する。液晶表示装置の表示品質をそろえるためには H 側及び L 側の基準電圧の補正が必要となる。

#### 【0069】

本実施の形態の目的は、表示画面の色数を減らさずにコントラストを変化させることができ、さらに駆動回路に用いられている部品及び液晶の特性ばらつきで生じる階調特性の変化を容易に補正することができる液晶表示装置の駆動回路及び駆動方法を提供することにある。

#### 【0070】

本実施の形態による液晶表示装置の駆動回路及び駆動方法を図 1 0 乃至図 1 2

を用いて説明する。なお、以下の説明では液晶に電圧が印加されていないときに黒表示になるノーマリブラックの液晶表示装置を例に説明する。まず、本実施の形態による液晶表示装置の駆動回路を構成する部品の1つである基準電圧作成回路200の回路構成について図10を用いて説明する。基準電圧作成回路200は液晶表示装置に黒表示するための印加電圧（黒電圧）VBを生成する。基準電圧作成回路200の駆動電圧は電源回路217で作成される。電源回路217の出力端は抵抗203の一方の端子に接続されている。抵抗203の他方の端子には抵抗201、204の一方の端子及びコンデンサ209の一方の電極が接続されている。抵抗204の他方の端子には抵抗202の他方の端子、抵抗205の一方の端子及びコンデンサ210の一方の電極が接続されている。抵抗205の他方の端子は接地されている。抵抗201の他方の端子と抵抗202の一方の端子との間にはトランジスタ213が接続されている。トランジスタ213のドレイン電極は抵抗201の他方の端子に接続されており、ソース電極は抵抗202の一方の端子に接続されている。トランジスタ213のゲート電極にはコンデンサ208の一方の電極が接続されている。さらにトランジスタ213のゲート電極とコンデンサ210の一方の電極の間にはダイオード214が接続されている。なお、ダイオード214はコンデンサ210の一方の電極からトランジスタ213のゲート電極に向かって順方向となるように接続されている。コンデンサ208の他方の電極にはパルス幅変調（Pulse Width Modulation: PWM）回路218が接続されている。なお、コンデンサ209、210の他方の電極は接地されている。

#### 【0071】

抵抗203と抵抗204との接続端子にはさらに増幅器215の一入力端子が接続されている。増幅器215の出力端子は位相補償用の抵抗206の一方の端子に接続されると共に増幅器215の他入力端子に接続されている。抵抗206の他方の端子はコンデンサ211の一方の電極及びソースドライバIC内に集積されているH側階調電圧生成用の内部抵抗（共に不図示）の一方の端子に接続されている。また、抵抗204と抵抗205との接続端子には増幅器216の一入力端子が接続されている。増幅器216の出力端子は位相補償用の抵抗207の

一方の端子に接続されると共に増幅器 2 1 6 の他入力端子に接続されている。抵抗 2 0 7 の他方の端子はコンデンサ 2 1 2 の一方の電極及び当該ソースドライバ IC 内に集積されている不図示の L 側階調電圧生成用の内部抵抗の一方の端子に接続されている。コンデンサ 2 1 1、2 1 2 の他方の電極は接地されている。

## 【 0 0 7 2 】

ところで液晶表示装置はコモン電圧  $V_{com}$  に対して交流駆動を行う必要がある。基準電圧作成回路 2 0 0 の抵抗 2 0 6 の他方の端子に出力する電圧は H 側黒電圧  $V_B(H)$  であり、抵抗 2 0 7 の他方の端子に出力する電圧は L 側黒電圧  $V_B(L)$  である。また、液晶表示装置に白表示するための H 側白電圧  $V_W(H)$  及び L 側白電圧  $V_W(L)$  を生成する基準電圧作成回路は従来の基準電圧作成回路（不図示）と同様である。なお、当該基準電圧作成回路の電源は電源回路 2 1 7 を用いる。

## 【 0 0 7 3 】

次に、本実施の形態による基準電圧作成回路 2 0 0 の動作を説明する。基準電圧作成回路 2 0 0 に電源が投入されたときに PWM 回路 2 1 8 から出力する制御信号は低電圧レベル（例えば 0 V）一定の電圧と仮定する。トランジスタ 2 1 3 のゲート電極はダイオード 2 1 4 を介して抵抗 2 0 4 の他方の端子と接続されているため、当該ゲート電極の電圧は抵抗 2 0 4 の他方の端子とほぼ同電位になる。また、トランジスタ 2 1 3 のソース電極は抵抗 2 0 2 を介して抵抗 2 0 4 の他方の端子と接続されているので抵抗 2 0 4 の他方の端子とほぼ同電位になる。従って、トランジスタ 2 1 3 のゲート-ソース間電圧はほぼ等しくなりトランジスタ 2 1 3 は OFF 状態にする。このとき抵抗 2 0 4 の両端は電源回路 2 1 7 の出力電圧と接地間の電圧を抵抗 2 0 3、2 0 4、2 0 5 の抵抗値に比例した電位となる。なお、コンデンサ 2 0 8 の一方の電極はトランジスタ 2 1 3 のゲート電極と同電位になる。

## 【 0 0 7 4 】

ここで、PWM 回路 2 1 8 から出力する制御信号が高電圧レベル（例えば 3 V）一定の電圧に変化したと仮定する。コンデンサ 2 0 8 の他方の電極の電位は 0 V から 3 V に変化する。コンデンサ 2 0 8 の一方の電極はフローティング状態で



あるため、コンデンサ 2 0 8 の一方の電極及びトランジスタ 2 1 3 のゲート電極の電位は 3 V 上昇する。これによりトランジスタ 2 1 3 のゲートソース間電圧は 3 V になり、トランジスタ 2 1 3 は ON 状態になる。トランジスタ 2 1 3 が ON になると抵抗 2 0 1、抵抗 2 0 2 及びトランジスタ 2 1 3 は直列接続となる。当該直列接続で生じる合成抵抗は抵抗 2 0 4 に並列に接続される。抵抗 2 0 3 と抵抗 2 0 5 との間に接続されている抵抗は抵抗 2 0 1、2 0 2、2 0 4 及びトランジスタ 2 1 3 の ON 抵抗の合成抵抗となるため、電源回路 2 1 7 の出力端子と接地間の抵抗比が変化して抵抗 2 0 4 の両端子間の電圧が変化する。なお、トランジスタ 2 1 3 を ON にすることで抵抗 2 0 4 の値より合成抵抗の値が大きくなった場合は、増幅器 2 1 5 の入力電圧は上昇し、増幅器 2 1 6 の入力電圧は降下する。一方、抵抗 2 0 4 の値より合成抵抗の値が小さくなった場合は、増幅器 2 1 5 の入力電圧は降下し、増幅器 2 1 6 の入力電圧は上昇する。さらに、PWM 回路 2 1 8 から出力する制御信号の 0 V、3 V を繰り返す周期やパルス幅を変化させれば抵抗 2 0 4 の両端子の電圧レベルが変化して増幅器 2 1 5、2 1 6 の入力電圧レベルを変化させることができる。従って、基準電圧作成回路 2 0 0 の出力電圧レベルも変化させることができる。

#### 【 0 0 7 5 】

以下、本実施の形態の基準電圧作成回路 2 0 0 を液晶表示装置に適用した実施例を用いて具体的に説明する。

#### 〔実施例 2 - 1〕

基準電圧作成回路 2 0 0 の出力電圧が H 側黒電圧  $V_B(H)$  及び L 側黒電圧  $V_B(L)$  となるように抵抗 2 0 1、2 0 2、2 0 3、2 0 4、2 0 5 の値を設定する。当該出力端子を不図示のソースドライバ IC 内の H 側内部抵抗及び L 側内部抵抗の他方の端子に接続する。また、H 側内部抵抗及び L 側内部抵抗の一方の端子には基準電圧作成回路 2 0 0 で生成された H 側白電圧  $V_W(H)$  及び L 側白電圧  $V_W(L)$  が出力する端子（不図示）が接続されている。図 1 1 は液晶への印加電圧と透過率との特性（T-V 特性）を示している。横軸はコモン電圧  $V_{com}$  とソースドライバ IC の出力電圧である階調電圧との差（印加電圧）を示し、縦軸は透過率を示している。液晶に印加電圧  $V_B$  を印加すると透過率は  $T_B$  と

なる。印加電圧  $V_B$  を  $\Delta a$  だけ上げると透過率  $T_B$  は  $\Delta A$  だけ上がるためコントラストは低下する。逆に黒電圧  $V_B$  を  $\Delta b$  だけ低くすると透過率  $T_B$  は  $\Delta B$  だけ低くなり、コントラストは高くなる。

## 【 0 0 7 6 】

一般に液晶の  $T-V$  特性はリニアに変化するものではなく、しかも液晶表示装置毎に異なる。ところで、PWM回路 218 のパルス幅等を変化するとH側黒電圧  $V_B(H)$  及びL側黒電圧  $V_B(L)$  は変化する。基準電圧作成回路 200 の出力電圧はソースドライバICの内部抵抗の両端子に印加されているので、PWM回路 218 のパルス幅等を制御すれば黒電圧  $V_B$  を任意に可変でき、液晶表示装置のコントラストを調整することができるようになる。しかし、全ての液晶表示装置に対してパルス幅の変化率を同じに設定すると  $T-V$  特性の違いでコントラストの変化が一定にならないことが考えられる。そこで、各液晶表示装置の  $T-V$  特性に合わせてパルス幅の変化率を変えれば黒電圧  $V_B$  の可変量は液晶表示装置毎に異なり、装置間のコントラストを同じにすることができる。さらに、液晶表示装置の駆動回路に使用している部品のばらつきで基準電圧は設計値と異なる可能性を有しているが基準電圧は調整することができるため、液晶表示装置毎に階調特性の補正ができるようになり、装置間の画質の差を少なくすることができる。

## 【 0 0 7 7 】

本実施の形態の液晶表示装置の駆動回路及び駆動方法によれば、パーソナルコンピュータ等のシステム装置から送られる映像信号のアナログ入力信号を調整しなくてもコントラスト調整が行えるため、液晶表示装置のコントラスト調整にとまなう表示色数の減少が生じることはない。また、駆動回路の部品のばらつきや液晶の特性ばらつきによる装置間の画質の差は基準電圧を変化させて階調特性を補正することで十分に減らすことができる。

## 【 0 0 7 8 】

図10に示す基準電圧作成回路 200 は、H側黒電圧  $V_B(H)$  及びL側黒電圧  $V_B(L)$  を可変できる構成であるが、H側白電圧  $V_W(H)$  及びL側白電圧  $V_W(L)$  を可変できる構成やH側黒電圧  $V_B(H)$ 、L側黒電圧  $V_B(L)$ 、

H側白電圧VW（H）及びL側白電圧VW（L）の全てを可変できる構成であっても同様の効果を得ることができる。

【 0 0 7 9 】

[実施例 2 - 2]

本実施の形態の実施例 2 - 2 について図 1 2 を用いて説明する。本実施例では液晶表示装置の使用者が行うコントラスト調整範囲について説明する。図 1 2 はコントラストの調整範囲及び液晶表示装置の出荷時におけるコントラストの設定状態を説明する図である。本実施例の説明では使用者は 1 0 0 ステップの調整が行えるものとする。図 1 2 (a) はコントラスト調整範囲及び出荷時の設定状態の設計仕様を示している。調整ステップの設定を S T P 5 0 にすれば設計上のコントラストが得られる仕様であるとする。従って、出荷時のコントラストの最適設定 (= 初期値) は S T P 5 0 となる。図 1 2 (b) は駆動回路の部品や液晶の T - V 特性のばらつきで出荷時における調整ステップの設定がずれた状態を示している。S T P 5 2 に設定しないと設計仕様通りのコントラストを得ることができないとする。当該液晶表示装置の出荷時の設定は S T P 5 0 設定にするか、あるいは S T P 5 2 設定にするかの何れかが考えられる。S T P 5 0 設定で出荷するとコントラストが液晶表示装置毎に異なるため、装置間の画質に差が生じる。一方、S T P 5 2 設定で出荷すると、出荷時のコントラストが同一になるので装置間の画質は統一される。しかし、コントラストを上げるために S T P 1 0 0 に設定しても、設計の S T P 9 8 に相当するコントラストしか得ることができないという不具合が発生する。

【 0 0 8 0 】

そこで、図 1 2 (c) に示すように、コントラストの調整ステップにマージンを設定しておき例えば 1 1 0 ステップ行えるようにしておく。この場合、出荷時のコントラストの最適設定 (= 初期値) は S T P 5 5 となる。図 1 2 (d) は駆動回路の部品や液晶の T - V 特性のばらつきで出荷時における調整ステップの設定がずれた状態を示している。設計仕様通りのコントラストは S T P 5 8 設定で得られるとする。当該設定で出荷すると設計仕様通りのコントラストとなるため液晶表示装置毎の画質の差は生じない。図 1 2 (e) に示すように S T P 5 8 設

定を  $STP' 50$  となるように設定する。コントラストを高くするために  $STP' 50$  に対して 50 ステップ上昇させて  $STP' 100$  にする。このとき実際のステップは  $STP 108$  となるが調整ステップは  $STP 110$  まで可変できるため、設計仕様の最大のコントラストを得ることができる。PWM 回路 218 から出力する制御信号のパルス幅が 110 通りに変化するようにしておけば 110 通りの基準電圧が得られる。従って、最小コントラストと最大コントラストとの間を 110 通りに分割することができる。

【0081】

〔実施例 2-3〕

本実施の形態の実施例 2-3 では上記実施の形態の基準電圧作成回路 200 を用いて表示画面の一部のコントラストを上げる又は下げる方法について説明する。例えば映画のように映像部分の上下が黒画面を表示している場合であって、映像部分が全体的に暗く黒潰れしたような表示となり細部が見えにくいときがある。細部まで見えるようにするためには黒電圧を上げると画面が明るくなり細部まで見えるようになる。ところが画面上下の黒部分も明るくなるため当該黒部分が目立ってしまう。そこで映像部分を表示する画素に階調電圧を印加するときのみ H 側黒電圧  $VB(H)$  を上げて、L 側黒電圧  $VB(L)$  を下げるように駆動すれば映像部分の黒が画面上下の黒表示の黒より明るくなるため、映像部分を引き立てることができる。同様の効果を得るために画面上下の黒部分を表示する画素に階調電圧を印加するときのみ H 側黒電圧  $VB(H)$  を下げて、L 側黒電圧  $VB(L)$  を上げるように駆動すれば画面上下の黒表示の黒が一層暗くなるので映像部分が引き立って見えるようになる。また、基準電圧の調整については、H 側白電圧  $VW(H)$  及び L 側白電圧  $VW(L)$  のみ調整する、あるいは H 側黒電圧  $VB(H)$ 、L 側黒電圧  $VB(L)$ 、H 側白電圧  $VW(H)$  及び L 側白電圧  $VW(L)$  を全て調整しても同様の効果を得ることができる。なお、H 側黒電圧  $VB(H)$  等の基準電圧を可変するタイミングは、1 表示フレームの一部であって、液晶駆動用 TFT のゲート電圧  $VG$  が ON になるタイミングとソースドライバ IC から階調電圧が出力されるタイミングとの間で行う。

【0082】

以上の通り、本実施の形態によれば、表示画面の色数を減らさずにコントラストを変化させることができ、さらに駆動回路に用いられている部品及び液晶の特性ばらつきで生じる階調特性の変化を容易に補正することができる液晶表示装置の駆動回路及び駆動方法を達成することができる。

## 【 0 0 8 3 】

以上本発明の実施の形態について説明したが、本発明はこれに限定されない。例えば、液晶表示装置 1 0 0 の駆動制御回路 3 0 にコモン電圧調整回路 3 1 及びゲート電圧調整回路 3 2 を設ける例を示しているが、必ずしも液晶表示装置 1 0 0 内に設ける必要はなく、ゲート電圧調整回路 3 2 やコモン電極調整回路 3 1 をコンピュータ等のシステム側に設けるようにしてもよい。また、駆動制御回路 3 0、データドライバ 1 0、ゲートドライバ 2 0 を L C D パネル 4 0 の一方の基板上に多結晶シリコン等を用いて形成してもよい。さらに、上述の回路は一例であって、他の回路構成で同様の機能を奏する回路を用いてももちろんよい。

## 【 0 0 8 4 】

以上説明した本発明の第 1 の実施の形態による液晶表示装置の駆動方法及び駆動制御回路、及びそれを備えた液晶表示装置は、以下のようにまとめられる。

## (付記 1)

液晶表示装置の駆動方法であって、  
垂直走査周波数又は水平走査周波数の変化を検出する検出ステップと、  
前記検出ステップで前記垂直走査周波数又は水平走査周波数の変化が検出されたら、当該変化に応じたゲートオン電圧を出力する出力ステップと  
を含むことを特徴とする液晶表示装置の駆動方法。

## 【 0 0 8 5 】

## (付記 2)

付記 1 記載の液晶表示装置の駆動方法において、  
前記検出ステップは、  
前記垂直走査周波数又は水平走査周波数が所定の閾値を超えたか否かを判断すること  
を特徴とする液晶表示装置の駆動方法。

【 0 0 8 6 】

(付記 3)

付記 2 記載の液晶表示装置の駆動方法において、

前記出力ステップは、

前記検出ステップで前記垂直走査周波数又は水平走査周波数が所定の閾値を超えたと判断すると、前記垂直走査周波数又は水平走査周波数が前記所定の閾値以下の場合に比して高いゲートオン電圧を出力すること

を特徴とする液晶表示装置の駆動方法。

【 0 0 8 7 】

(付記 4)

付記 1 記載の液晶表示装置の駆動方法において、

前記検出ステップは、

前記垂直走査周波数又は水平走査周波数が第 1 の閾値を超えたか否かを判断し

前記垂直走査周波数又は水平走査周波数が第 1 の閾値を超えたと判断したら、前記垂直走査周波数又は水平走査周波数が第 2 の閾値を下回ったか否かを判断すること

を特徴とする液晶表示装置の駆動方法。

【 0 0 8 8 】

(付記 5)

付記 1 記載の液晶表示装置の駆動方法において、

前記出力ステップは、

前記垂直走査周波数又は水平走査周波数の変化に追従させてゲートオン電圧を生成すること

を特徴とする液晶表示装置の駆動方法。

【 0 0 8 9 】

(付記 6)

付記 1 乃至 5 のいずれか 1 項に記載の液晶表示装置の駆動方法において、

前記検出ステップで前記垂直走査周波数又は水平走査周波数の変化を検出した

ら、当該検出された変化に応じたコモン電圧を出力するステップをさらに含むこと

を特徴とする液晶表示装置の駆動方法。

【 0 0 9 0 】

(付記 7)

液晶表示装置の駆動制御回路であって、

垂直走査周波数又は水平走査周波数の変化を検出する検出回路と、

前記検出回路で前記垂直走査周波数又は水平走査周波数の変化が検出されると

、当該検出された変化に応じたゲートオン電圧を出力する出力回路と

を有することを特徴とする液晶表示装置の駆動制御回路。

【 0 0 9 1 】

(付記 8)

付記 7 記載の液晶表示装置の駆動制御回路において、

前記検出回路は、

前記垂直走査周波数又は水平走査周波数と所定の閾値とを比較する回路を有すること

を特徴とする液晶表示装置の駆動制御回路。

【 0 0 9 2 】

(付記 9)

付記 7 記載の液晶表示装置の駆動制御回路において、

前記検出回路は、

前記垂直走査周波数又は水平走査周波数が第 1 の閾値を超えたか否かを判定する第 1 判定回路と、

前記垂直走査周波数又は水平走査周波数が第 1 の閾値を超えたと判定されると

、前記垂直走査周波数又は水平走査周波数が第 2 の閾値を下回ったか否かを判定する第 2 判定回路と

を有することを特徴とする液晶表示装置の駆動制御回路。

【 0 0 9 3 】

(付記 1 0)

付記 7 記載の液晶表示装置の駆動制御回路において、

前記出力回路は、

前記第 1 判定回路により前記垂直走査周波数又は水平走査周波数が第 1 の閾値を超えたと判定されると第 1 のゲートオン電圧を出力し、

前記第 2 判定回路により前記垂直走査周波数又は水平走査周波数が第 2 の閾値を下回ったと判定されると前記第 1 のゲートオン電圧より低い第 2 のゲートオン電圧を出力すること

を特徴とする液晶表示装置の駆動制御回路。

【 0 0 9 4 】

(付記 1 1)

付記 7 記載の液晶表示装置の駆動制御回路において、

前記検出回路は、前記垂直走査周波数又は水平走査周波数に応じたパルス幅変調信号を出力し、

前記出力回路は、前記パルス幅変調信号のパルス幅に応じたゲートオン電圧を生成すること

を特徴とする液晶表示装置の駆動制御回路。

【 0 0 9 5 】

(付記 1 2)

付記 7 乃至 1 1 のいずれか 1 項に記載の液晶表示装置の駆動制御回路において

前記検出回路で前記垂直走査周波数又は水平走査周波数の変化が検出されると、当該検出された変化に応じたコモン電圧を出力する回路をさらに有することを特徴とする液晶表示装置の駆動制御回路。

【 0 0 9 6 】

(付記 1 3)

液晶表示装置の駆動方法であって、

垂直走査周波数又は水平走査周波数の変化を検出する検出ステップと、

前記検出ステップで前記垂直走査周波数又は水平走査周波数の変化が検出されたら、当該変化に応じたコモン電圧を出力する出力ステップと



を含むことを特徴とする液晶表示装置の駆動方法。

【 0 0 9 7 】

(付記 1 4)

付記 1 3 記載の液晶表示装置の駆動方法において、

前記検出ステップは、

前記垂直走査周波数又は水平走査周波数が所定の閾値を超えたか否かを判断すること

を特徴とする液晶表示装置の駆動方法。

【 0 0 9 8 】

(付記 1 5)

付記 1 3 記載の液晶表示装置の駆動方法において、

前記検出ステップは、

前記垂直走査周波数又は水平走査周波数が第 1 の閾値を超えたか否かを判断し

前記垂直走査周波数又は水平走査周波数が第 1 の閾値を超えたと判断したら、  
前記垂直走査周波数又は水平走査周波数が第 2 の閾値を下回ったか否かを判断すること

を特徴とする液晶表示装置の駆動方法。

【 0 0 9 9 】

(付記 1 6)

液晶表示装置の駆動制御回路であって、

垂直走査周波数又は水平走査周波数の変化を検出する検出回路と、

前記検出回路で前記垂直走査周波数又は水平走査周波数の変化が検出されると

、当該検出された変化に応じたコモン電圧を出力する出力回路と

を有することを特徴とする液晶表示装置の駆動制御回路。

【 0 1 0 0 】

(付記 1 7)

付記 1 6 記載の液晶表示装置の駆動制御回路において、

前記検出回路は、

前記垂直走査周波数又は水平走査周波数と所定の閾値とを比較する回路を有すること

を特徴とする液晶表示装置の駆動制御回路。

【 0 1 0 1 】

(付記 1 8)

付記 1 6 記載の液晶表示装置の駆動制御回路において、

前記検出回路は、

前記垂直走査周波数又は水平走査周波数が第 1 の閾値を超えたか否かを判定する第 1 判定回路と、

前記垂直走査周波数又は水平走査周波数が第 1 の閾値を超えたと判定されると、前記垂直走査周波数又は水平走査周波数が第 2 の閾値を下回ったか否かを判定する第 2 判定回路と

を有することを特徴とする液晶表示装置の駆動制御回路。

【 0 1 0 2 】

(付記 1 9)

付記 1 6 記載の液晶表示装置の駆動制御回路において、

前記出力回路は、

前記第 1 判定回路により前記垂直走査周波数又は水平走査周波数が第 1 の閾値を超えたと判定されると第 1 のコモン電圧を出力し、

前記第 2 判定回路により前記垂直走査周波数又は水平走査周波数が第 2 の閾値を下回ったと判定されると前記第 1 のコモン電圧より低い第 2 のコモン電圧を出力すること

を特徴とする液晶表示装置の駆動制御回路。

【 0 1 0 3 】

(付記 2 0)

液晶表示装置の駆動方法であって、

周囲温度を検出する検出ステップと、

前記検出ステップで前記周囲温度の変化が検出されたら、当該変化に応じたコモン電圧を出力する出力ステップと

を含むことを特徴とする液晶表示装置の駆動方法。

【 0 1 0 4 】

(付記 2 1)

付記 2 0 記載の液晶表示装置の駆動方法において、  
前記検出ステップは、  
前記周囲温度が所定の閾値を超えたか否かを判断すること  
を特徴とする液晶表示装置の駆動方法。

【 0 1 0 5 】

(付記 2 2)

付記 2 0 記載の液晶表示装置の駆動方法において、  
前記検出ステップは、  
前記周囲温度が第 1 の閾値を超えたか否かを判断し、  
前記周囲温度が第 1 の閾値を超えたと判断したら、前記周囲温度が第 2 の閾値  
を下回ったか否かを判断すること  
を特徴とする液晶表示装置の駆動方法。

【 0 1 0 6 】

(付記 2 3)

液晶表示装置の駆動制御回路であって、  
周囲温度の変化を検出する検出回路と、  
前記検出回路で前記周囲温度の変化が検出されると、当該検出された変化に応  
じたコモン電圧を出力する出力回路と  
を有することを特徴とする液晶表示装置の駆動制御回路。

【 0 1 0 7 】

(付記 2 4)

付記 2 3 記載の液晶表示装置の駆動制御回路において、  
前記検出回路は、  
前記周囲温度と所定の閾値とを比較する回路を有すること  
を特徴とする液晶表示装置の駆動制御回路。

【 0 1 0 8 】

(付記 2 5)

付記 2 3 記載の液晶表示装置の駆動制御回路において、  
前記検出回路は、  
前記周囲温度が第 1 の閾値を超えたか否かを判定する第 1 判定回路と、  
前記周囲温度が第 1 の閾値を超えたと判定されると、前記周囲温度が第 2 の閾値を下回ったか否かを判定する第 2 判定回路と  
を有することを特徴とする液晶表示装置の駆動制御回路。

【 0 1 0 9 】

(付記 2 6)

付記 2 3 記載の液晶表示装置の駆動制御回路において、  
前記出力回路は、  
前記第 1 判定回路に前記周囲温度が第 1 の閾値を超えたと判定されると第 1 のコモン電圧を出力し、  
前記第 2 判定回路により前記周囲温度が第 2 の閾値を下回ったと判定されると前記第 1 のコモン電圧より低い第 2 のコモン電圧を出力すること  
を特徴とする液晶表示装置の駆動制御回路。

【 0 1 1 0 】

以上説明した本発明の第 2 の実施の形態による液晶表示装置の駆動方法及び駆動制御回路、及びそれを備えた液晶表示装置は、以下のようにまとめられる。

(付記 2 7)

液晶表示装置の駆動方法であって、  
液晶に印加する階調電圧を生成するための基準電圧のレベルを変化させて階調特性を補正すること  
を特徴とする液晶表示装置の駆動方法。

【 0 1 1 1 】

(付記 2 8)

付記 2 7 記載の液晶表示装置の駆動方法であって、  
前記基準電圧は黒表示用の印加電圧であること  
を特徴とする液晶表示装置の駆動方法。

【 0 1 1 2 】

(付記 2 9)

付記 2 7 記載の液晶表示装置の駆動方法であって、  
前記基準電圧は白表示用の印加電圧であること  
を特徴とする液晶表示装置の駆動方法。

【 0 1 1 3 】

(付記 3 0)

付記 2 7 記載の液晶表示装置の駆動方法であって、  
前記基準電圧は黒表示及び白表示用の印加電圧であること  
を特徴とする液晶表示装置の駆動方法。

【 0 1 1 4 】

(付記 3 1)

付記 2 7 乃至 3 0 のいずれか 1 項に記載の液晶表示装置の駆動方法であって、  
前記基準電圧のレベルはパルス幅変調制御により変化させること  
を特徴とする液晶表示装置の駆動方法。

【 0 1 1 5 】

(付記 3 2)

付記 3 1 記載の液晶表示装置の駆動方法であって、  
前記パルス幅変調は、前記液晶への印加電圧と透過率の特性に基づいて行うこ  
と  
を特徴とする液晶表示装置の駆動方法。

【 0 1 1 6 】

(付記 3 3)

付記 3 1 記載の液晶表示装置の駆動方法であって、  
前記パルス幅変調は、液晶材料や液晶駆動用電子部品のばらつきに基づいて行  
うこと  
を特徴とする液晶表示装置の駆動方法。

【 0 1 1 7 】

(付記 3 4)

付記 2 7 乃至 3 3 のいずれか 1 項に記載の液晶表示装置の駆動方法であって、  
前記基準電圧のレベルの可変量はコントラストのばらつき範囲を含んでいるこ  
と

を特徴とする液晶表示装置の駆動方法。

【 0 1 1 8 】

(付記 3 5)

付記 2 7 乃至 3 4 のいずれか 1 項に記載の液晶表示装置の駆動方法であって、  
前記基準電圧のレベルは 1 表示フレームの一部で変化させること  
を特徴とする液晶表示装置の駆動方法。

【 0 1 1 9 】

(付記 3 6)

付記 3 5 記載の液晶表示装置の駆動方法であって、  
前記基準電圧のレベルを可変するタイミングは画素トランジスタのゲート電極  
の ON と前記画素トランジスタのドレイン電極に階調電圧を印加する間であるこ  
と

を特徴とする液晶表示装置の駆動方法。

【 0 1 2 0 】

(付記 3 7)

液晶表示装置の駆動制御回路であって、  
液晶に印加する階調電圧を生成するための基準電圧のレベルを変化させて出力  
可能な基準電圧作成回路を有すること  
を特徴とする液晶表示装置の駆動制御回路。

【 0 1 2 1 】

(付記 3 8)

付記 3 7 記載の液晶表示装置の駆動制御回路であって、  
前記基準電圧作成回路は、  
所定の条件でパルス幅の異なる信号を生成し出力するパルス幅変調回路と、  
前記パルス幅変調回路で制御されるトランジスタと、  
前記液晶に印加する電圧より高い電圧を出力する電源回路と、

前記電源回路の出力端子と接地間に従属接続されている少なくとも 3 個の抵抗と、

前記少なくとも 3 個の抵抗同士を接続している接続端子と前記トランジスタのソース電極との間に接続されている抵抗と、

少なくとも 3 個の抵抗同士を接続している接続端子であって前記抵抗同士の接続端子と異なる接続端子と前記トランジスタのドレイン電極との間に接続されている抵抗と、

前記トランジスタの入力保護用のダイオードと、

少なくとも 2 つの電圧出力用の増幅器とを有していること

を特徴とする液晶表示装置の駆動制御回路。

【 0 1 2 2 】

(付記 3 9)

所定のセルギャップで対向配置された基板間に封止された液晶を備える液晶表示装置であって、

前記液晶駆動用に、付記 7 乃至 1 2、付記 1 6 乃至 1 9、付記 2 3 乃至 2 6、付記 3 7 又は 3 8 のいずれか 1 項に記載の駆動制御回路を有することを特徴とする液晶表示装置。

【 0 1 2 3 】

【発明の効果】

以上の通り、本発明によれば、垂直走査周波数又は水平走査周波数が変化する場合においても表示品質が劣化しないようにゲートオン電圧を供給することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の第 1 の実施の形態による液晶表示装置の概略構成を説明する図である。

【図 2】

本発明の第 1 の実施の形態による液晶表示装置の 1 画素の等価回路を示す図である。

【図 3】

本発明の第 1 の実施の形態による液晶表示装置の駆動波形例を示す図である。

【図 4】

本発明の第 1 の実施の形態による液晶表示装置のゲート電圧調整回路を示す回路ブロック図である。

【図 5】

本発明の第 1 の実施の形態による実施例 1 - 1 における液晶表示装置のゲート電圧調整回路の動作フロー図である。

【図 6】

本発明の第 1 の実施の形態による実施例 1 - 2 における液晶表示装置のゲート電圧調整回路の動作フロー図である。

【図 7】

本発明の第 1 の実施の形態による液晶表示装置のゲート電圧調整回路を示す図である。図 7 (a) は実施例 1 - 3 におけるゲート電圧調整回路の回路ブロック図である。図 7 (b) は PWM 信号の一例を示す図である。図 7 (c) は電圧安定化回路の一例を示す図である。

【図 8】

本発明の第 1 の実施の形態による液晶表示装置のコモン電圧調整回路を示す図である。図 8 (a) はコモン電圧調整回路の第 1 の回路ブロック図である。図 8 (b) はコモン電圧調整回路の第 2 の回路ブロック図である。

【図 9】

本発明の第 1 の実施の形態による実施例 1 - 6 における液晶表示装置のコモン電圧調整回路を示す図である。

【図 10】

本発明の第 2 の実施の形態による基準電圧作成回路 200 の回路構成を示す図である。

【図 11】

液晶の印加電圧と透過率との特性 (T-V 特性) を示す図である。

【図 12】



コントラストの調整範囲及び液晶表示装置の出荷時におけるコントラストの設定状態を説明する図である。

【図 1 3】

従来のコントラスト調整方法を説明するための図であって、パーソナルコンピュータ等のシステム側装置から液晶表示装置に入力される映像信号波形を示す図である。

【図 1 4】

従来の基準電圧作成回路 4 0 0 の回路構成を示す図である。

【図 1 5】

従来の基準電圧作成回路 4 0 0 とソースドライバ I C 5 0 0 及び 5 0 1 の接続を説明するための図である。

【図 1 6】

ゲートバスラインを C R 分布定数回路として示す図である。

【図 1 7】

ゲートバスラインに印加されるゲートパルスのゲート遅延の様子を示す図である。

【図 1 8】

(a) は水平走査周波数が「A」 k H z の水平同期信号 a の波形図である。(b) は水平走査周波数が「B」 k H z の水平同期信号 b の波形図である。(c) は (a) の場合のゲート信号の波形図である。(d) は (b) の場合のゲート信号の波形図である。(e) は  $\Delta V$  だけゲートオン電圧を高くした場合のゲート信号の波形図である。

【図 1 9】

垂直同期信号、垂直周期、水平周期などの関係を表す図である。

【符号の説明】

- 1 0 データドライバ
- 2 0 ゲートドライバ
- 3 0 駆動制御回路
- 3 1 コモン電圧調整回路

3 2 ゲート電圧調整回路

5 0, 8 1, 8 5, 9 1, 3 0 1 タイミングコントローラ

6 0, 8 6 電圧安定化回路

8 2, 9 2, 3 0 3 スイッチ

8 3, 9 3, コモン電圧生成回路

9 4 温度監視回路

9 5 コモン電圧調整回路

1 0 0 液晶表示装置

3 0 5 ゲートオン電圧生成回路

3 1 1 カウンタ

3 1 2 比較器

2 0 0, 4 0 0 基準電圧作成回路

2 0 1, 2 0 2, 2 0 3, 2 0 4, 2 0 6, 2 0 7, 4 0 2, 4 0 3, 4 0 4,

4 0 7, 4 0 8, 4 1 1, 4 1 2, 4 1 3, 4 1 6, 4 1 7 抵抗

2 0 8, 2 0 9, 2 1 0, 2 1 1, 2 1 2, 4 0 9, 4 1 0, 4 1 8, 4 1 9

コンデンサ

2 1 3 トランジスタ

2 1 4 ダイオード

2 1 5, 2 1 6, 4 0 5, 4 0 6, 4 1 4, 4 1 5 増幅器

2 1 7, 4 0 1 電源回路

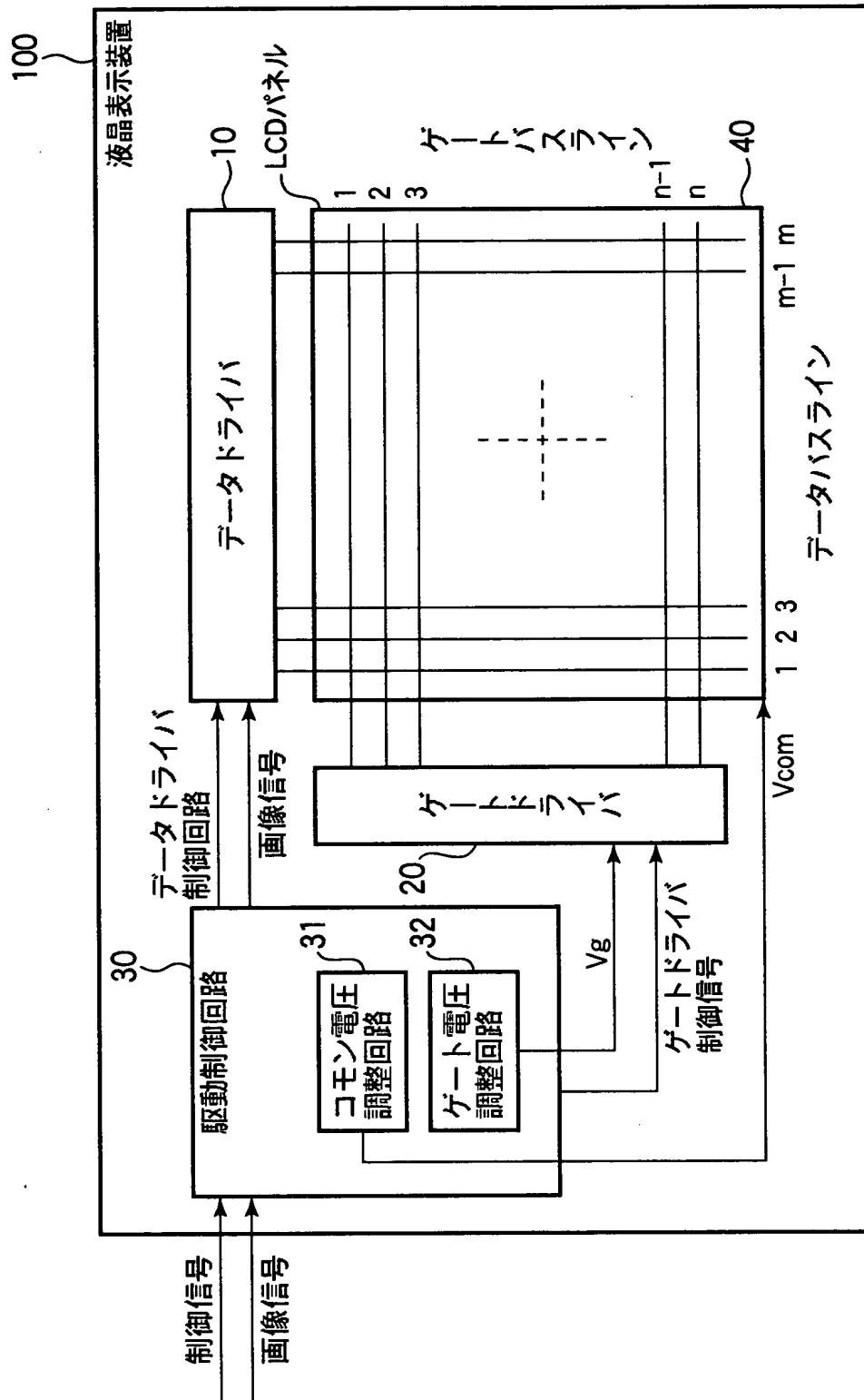
2 1 8 PWM回路

5 0 0, 5 0 1 ソースドライバ I C

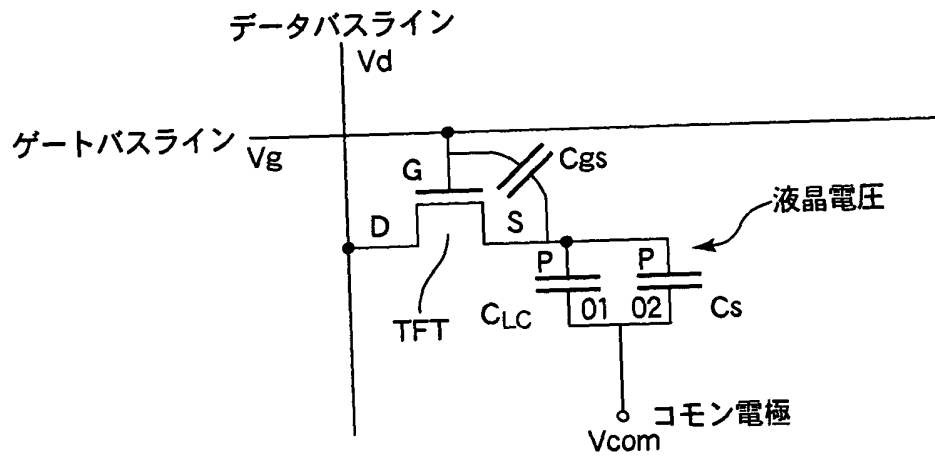
5 0 2, 5 0 3, 5 0 4, 5 0 5 内部抵抗

【書類名】 図面

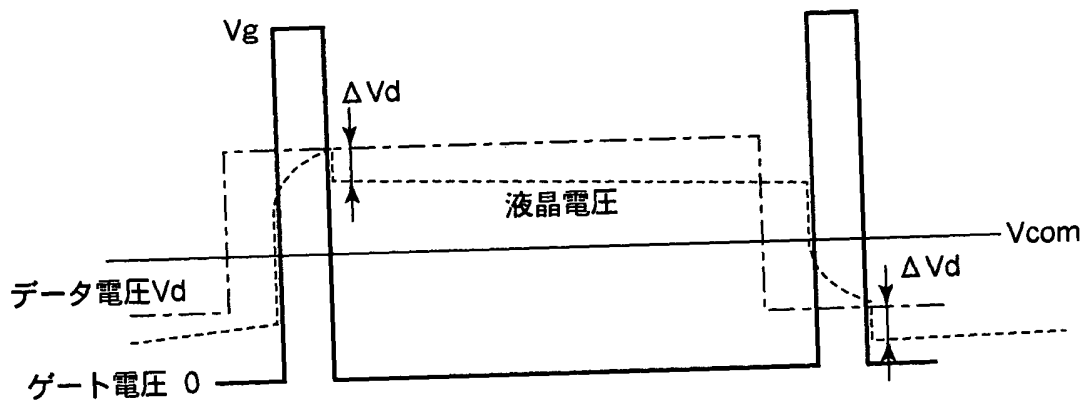
【図 1】



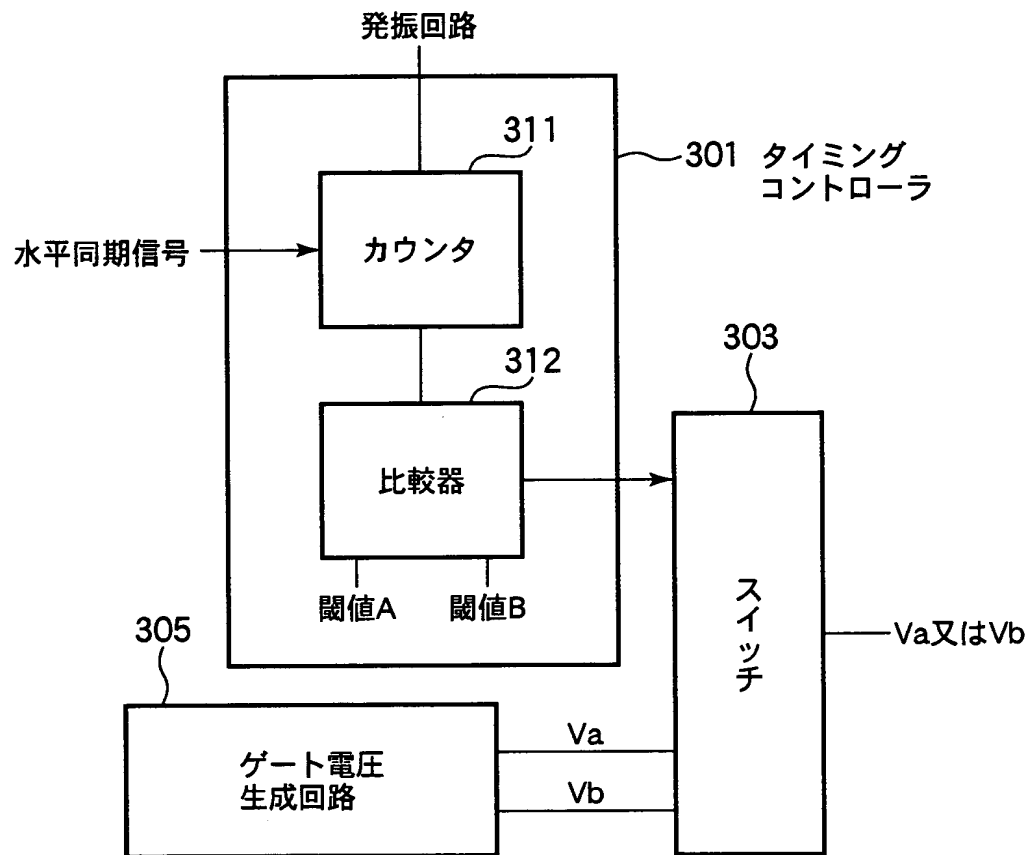
【図 2】



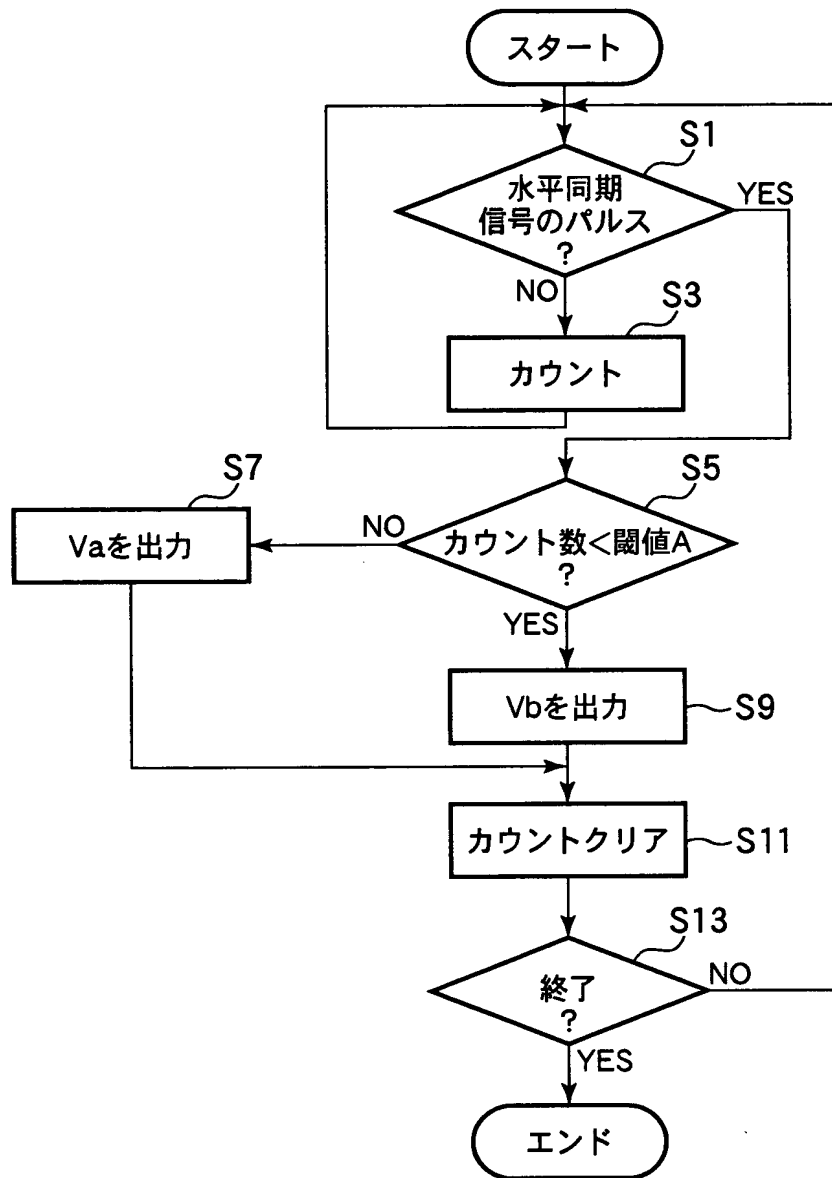
【図 3】



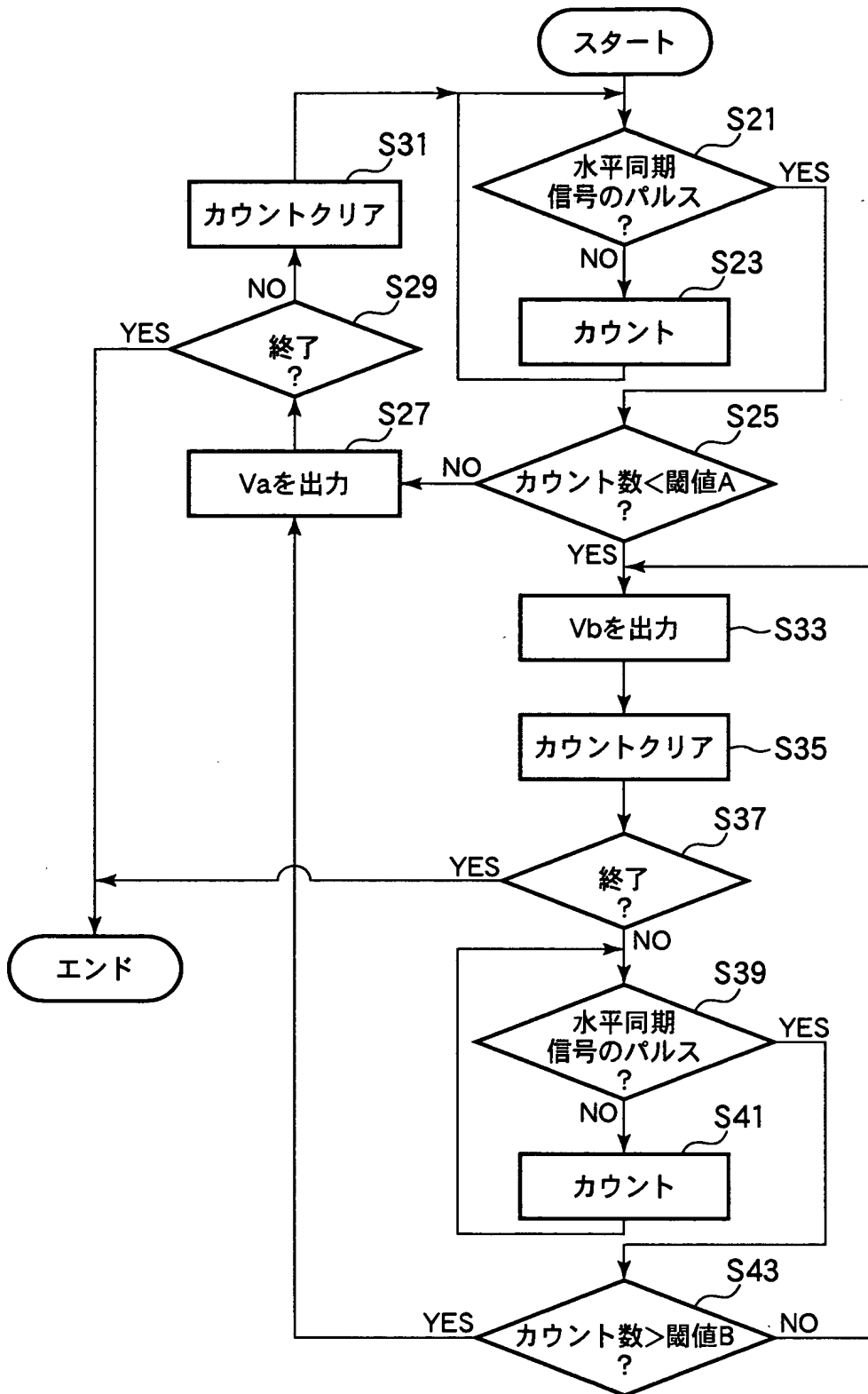
【図 4】



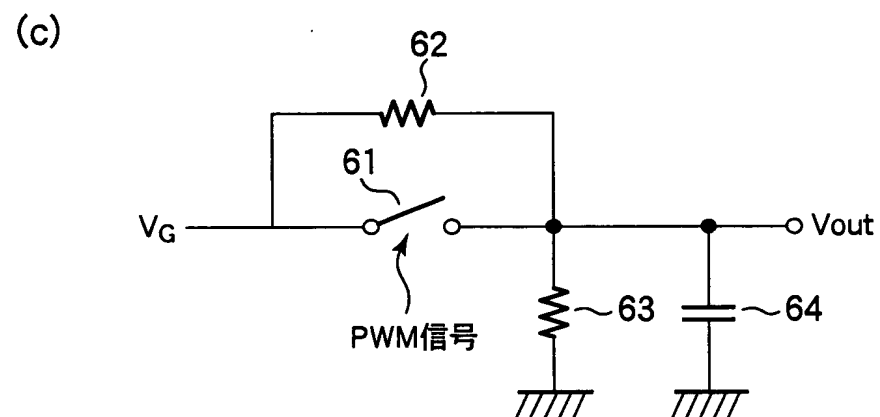
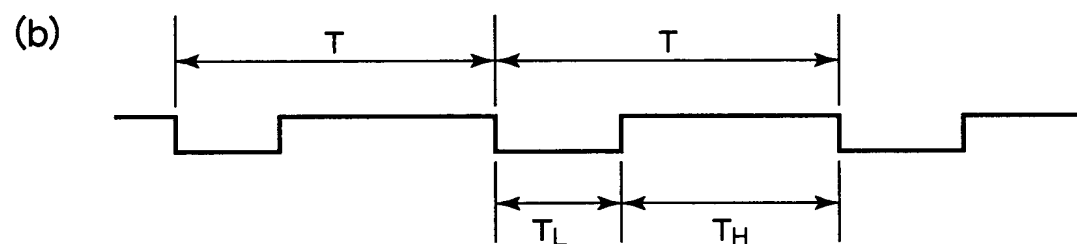
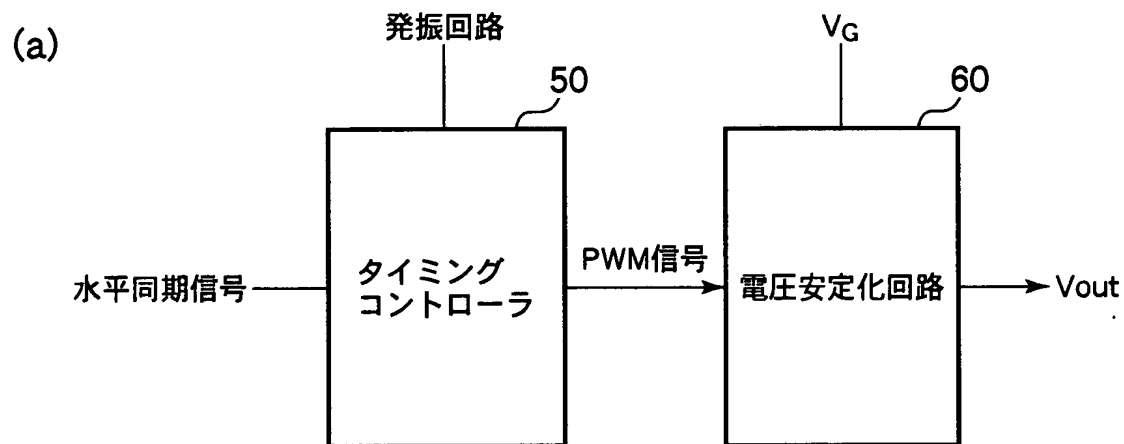
【図5】



【図 6】



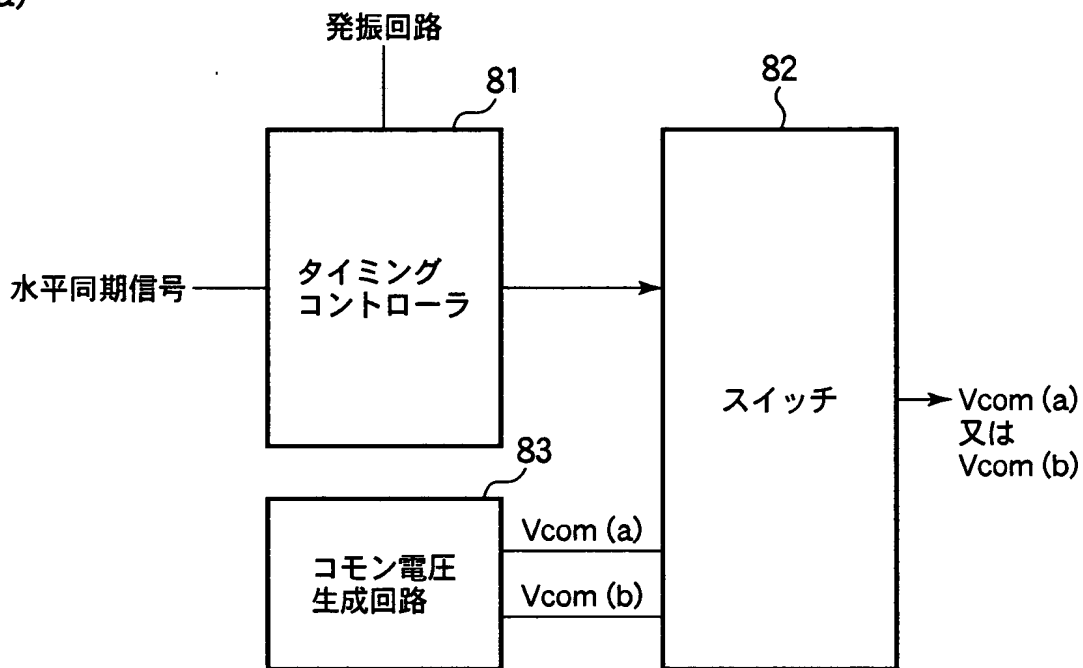
【図 7】



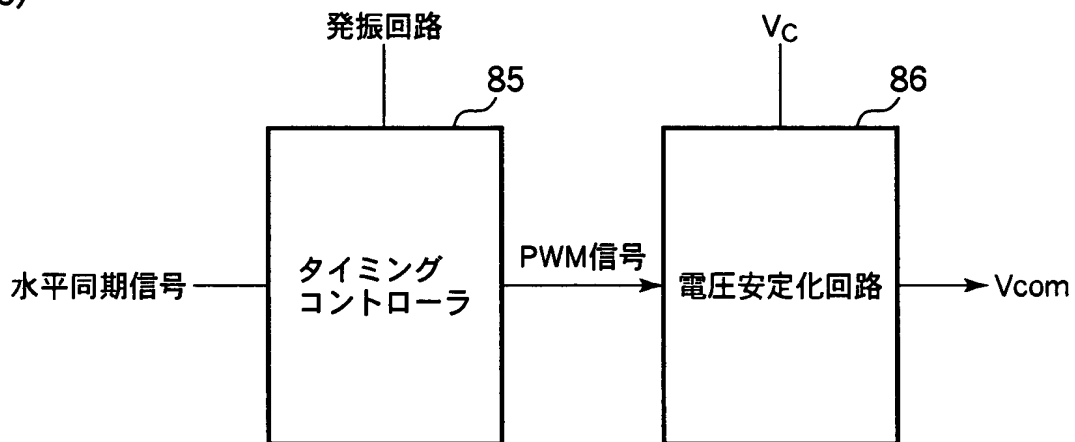


【図 8】

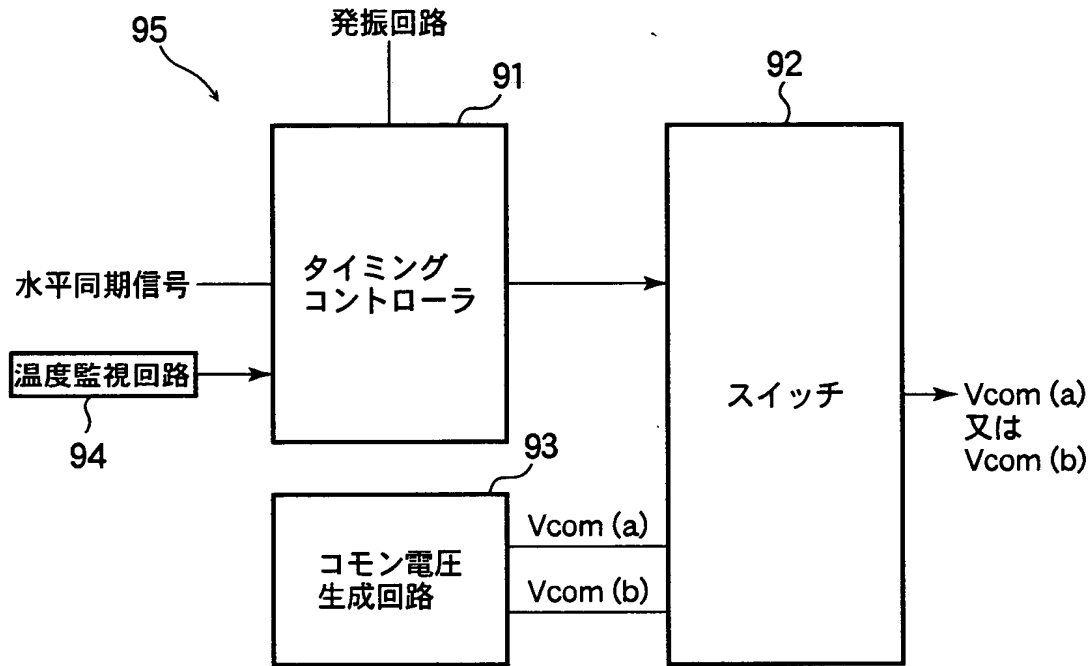
(a)



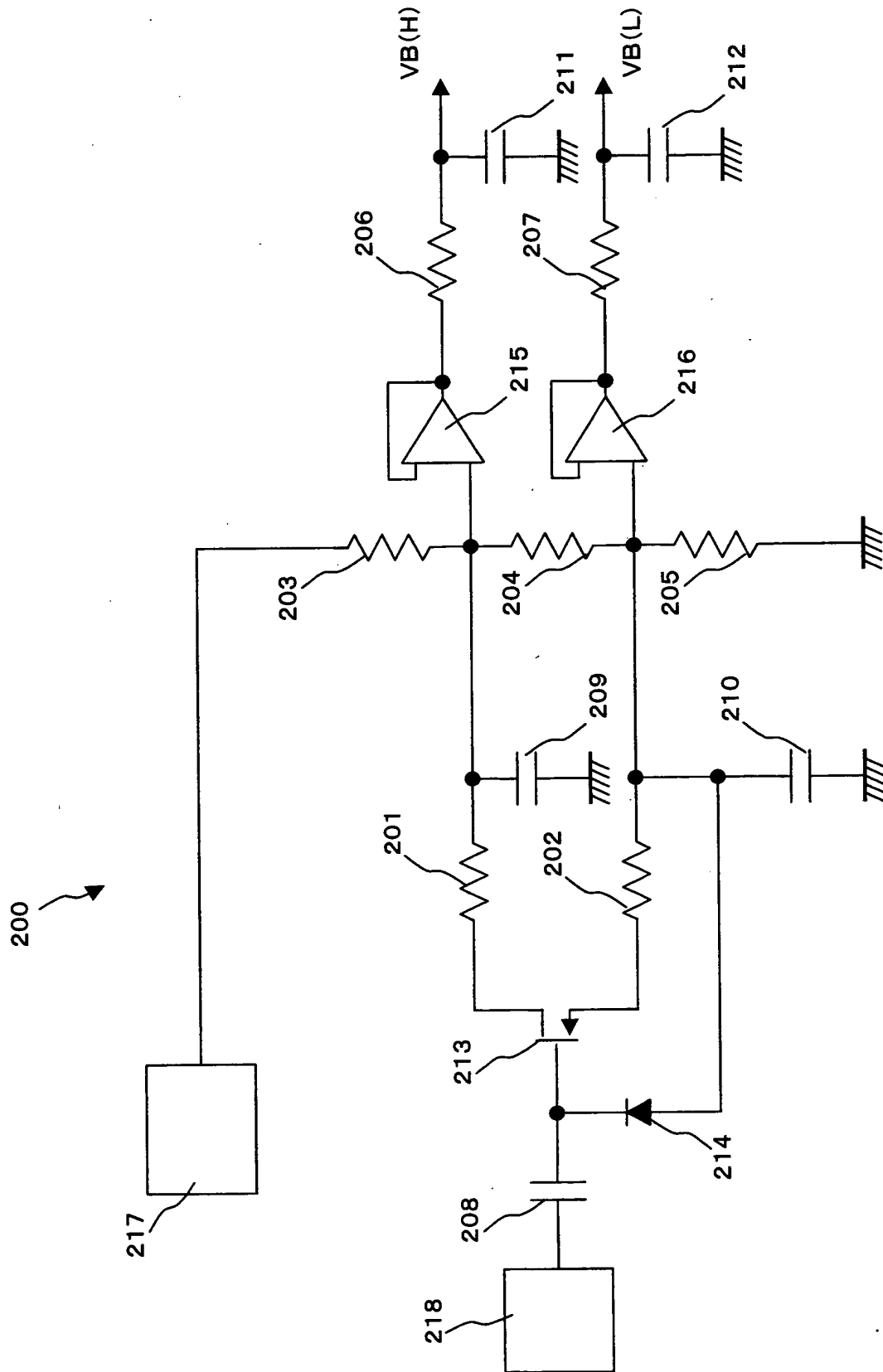
(b)



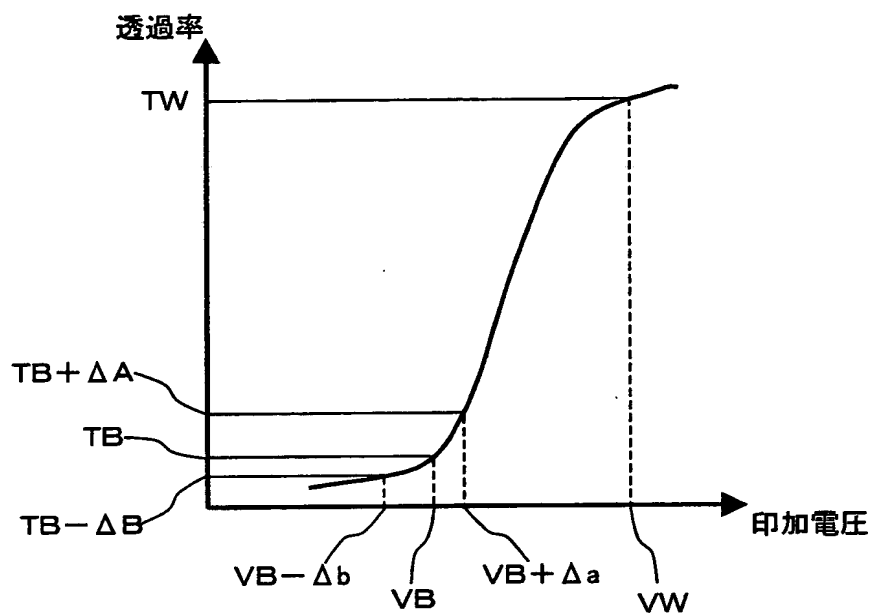
【図 9】



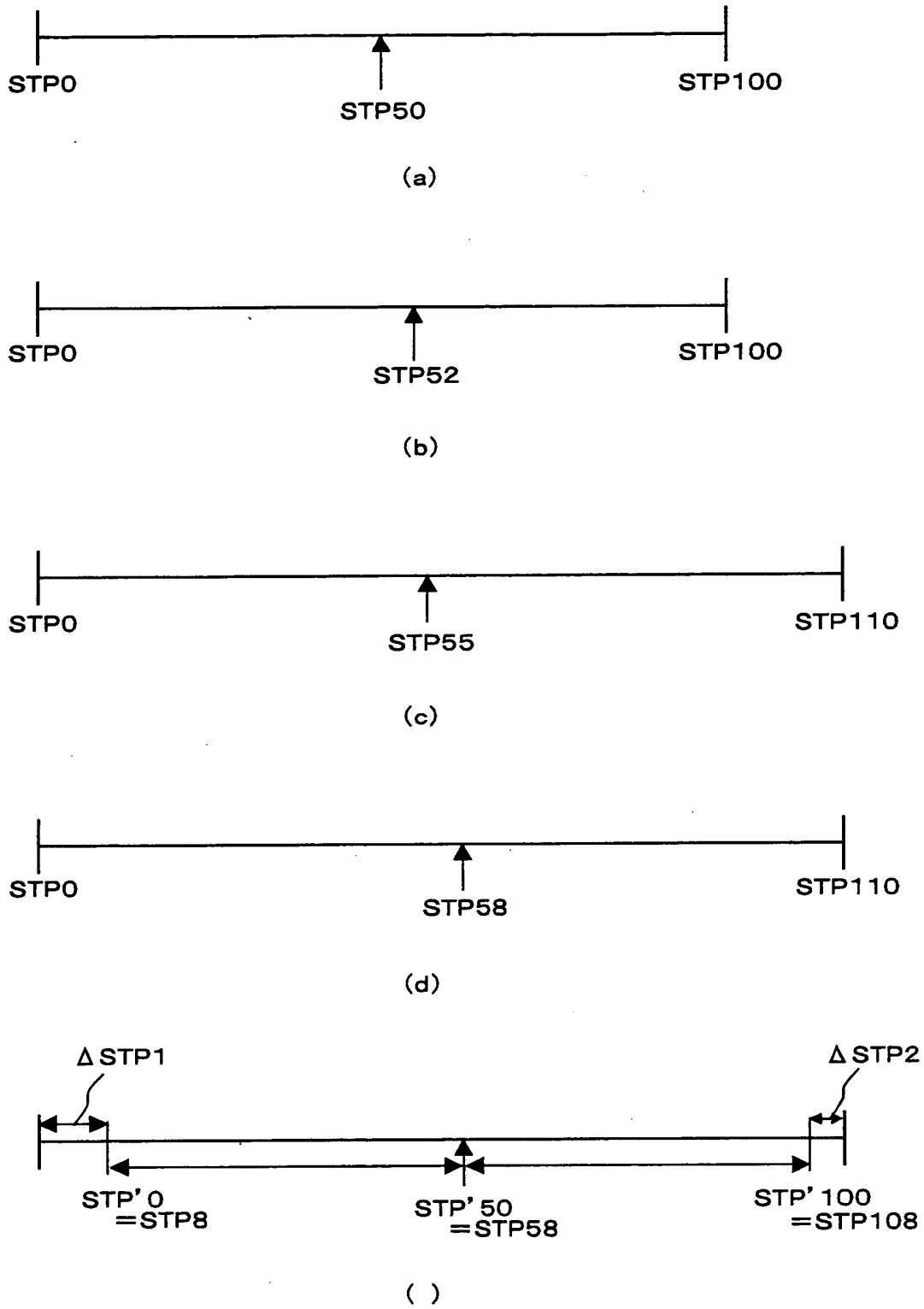
【図 10】



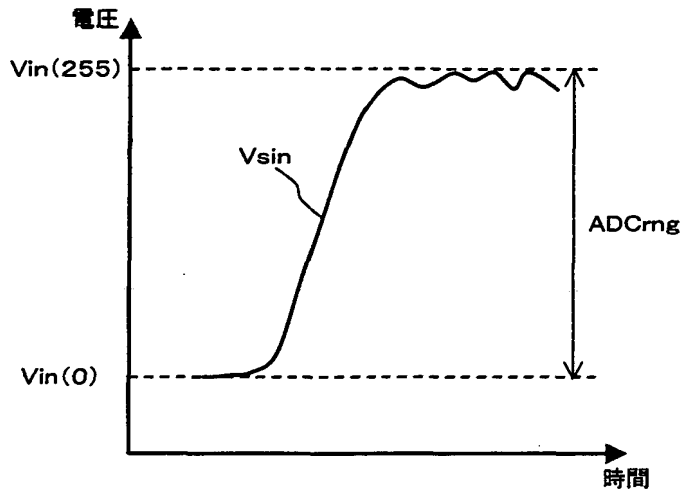
【図 1 1】



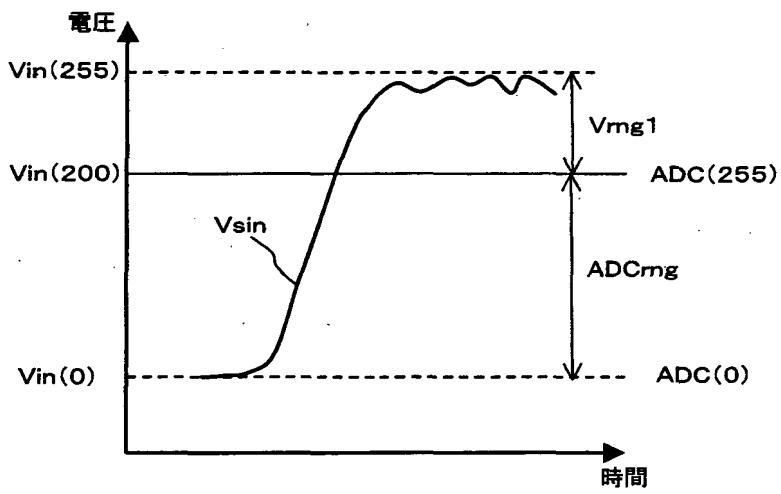
【図 1 2】



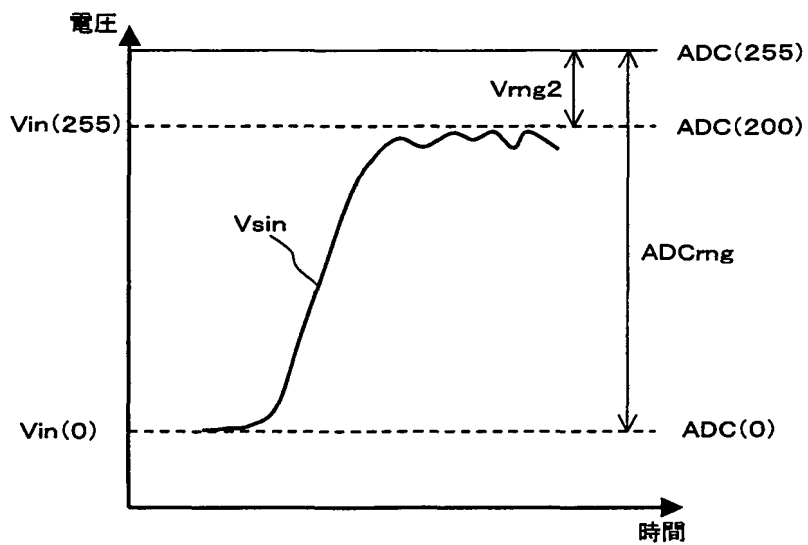
【図 1 3】



(a)

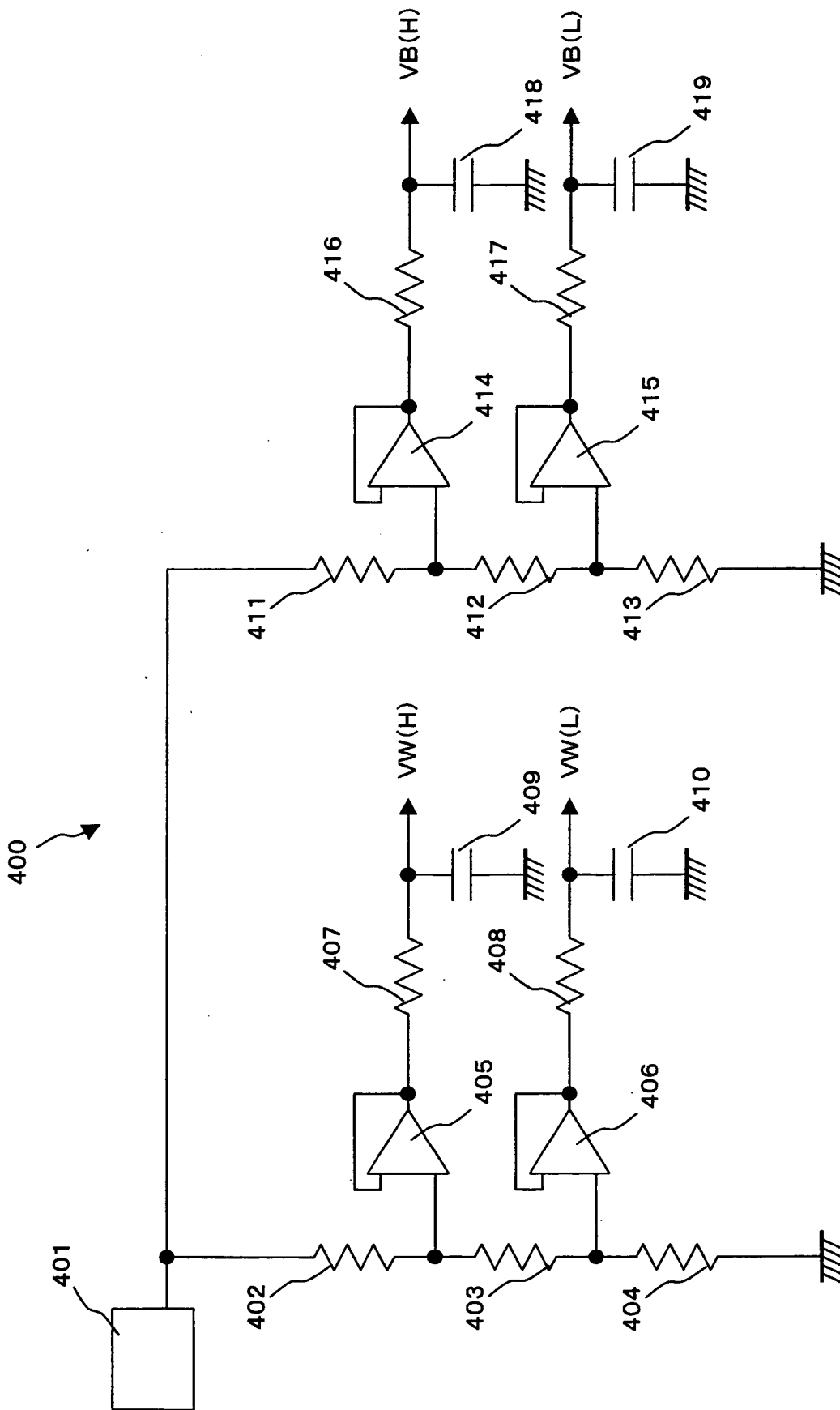


(b)



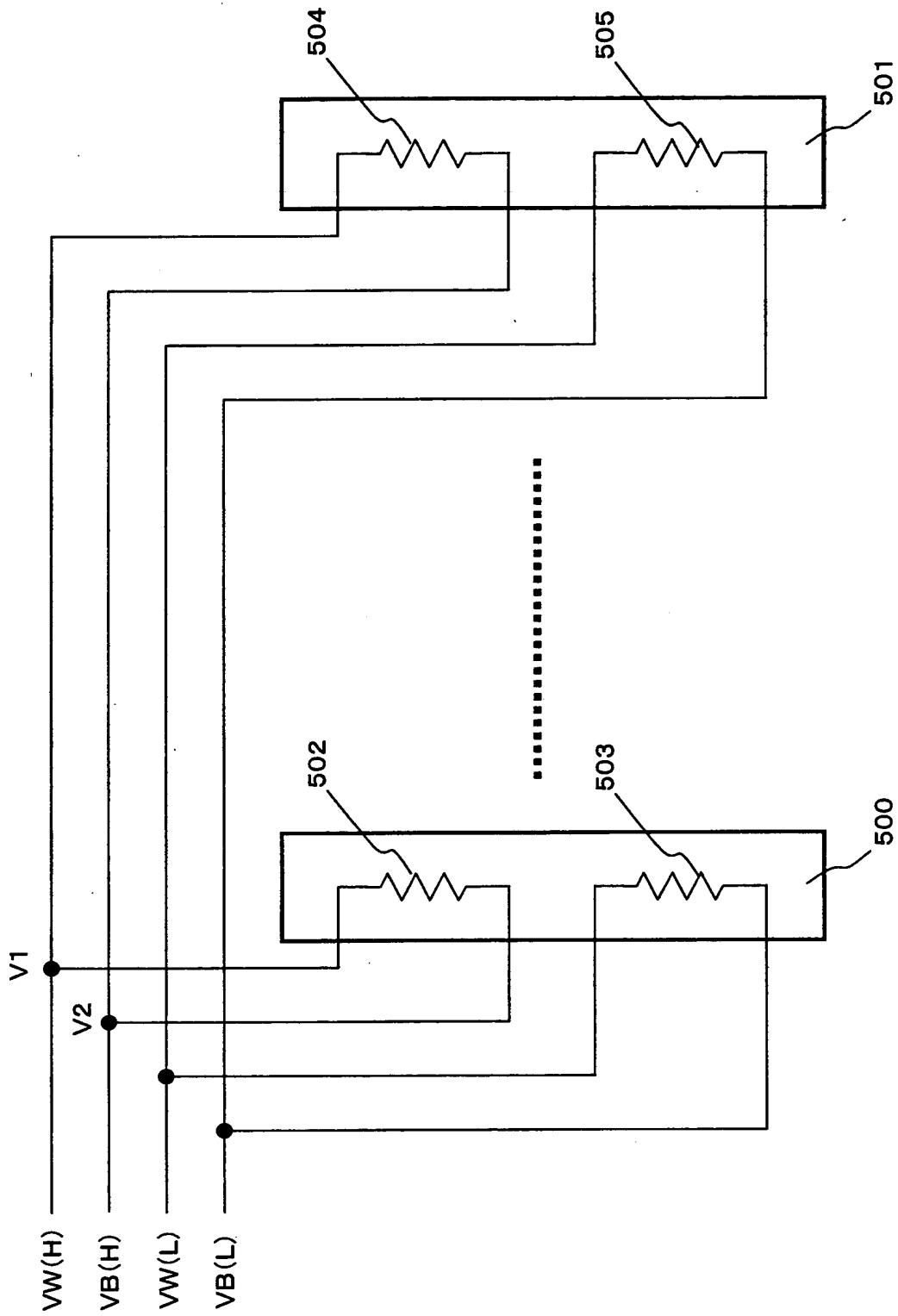
(c)

【図 1 4】

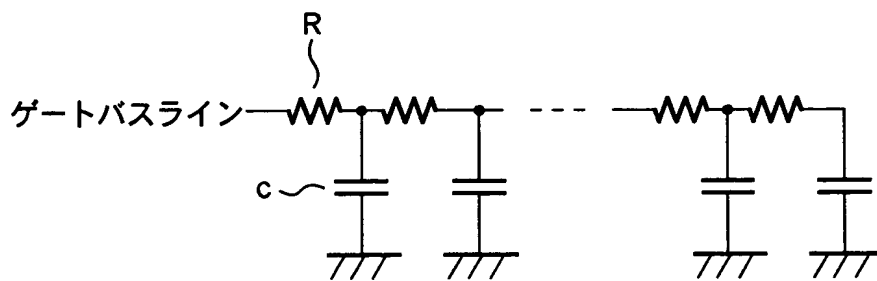




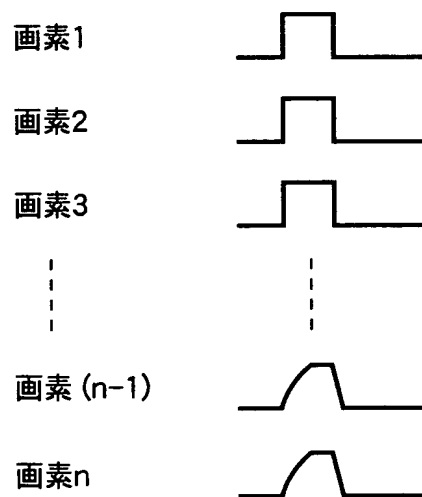
【図 15】



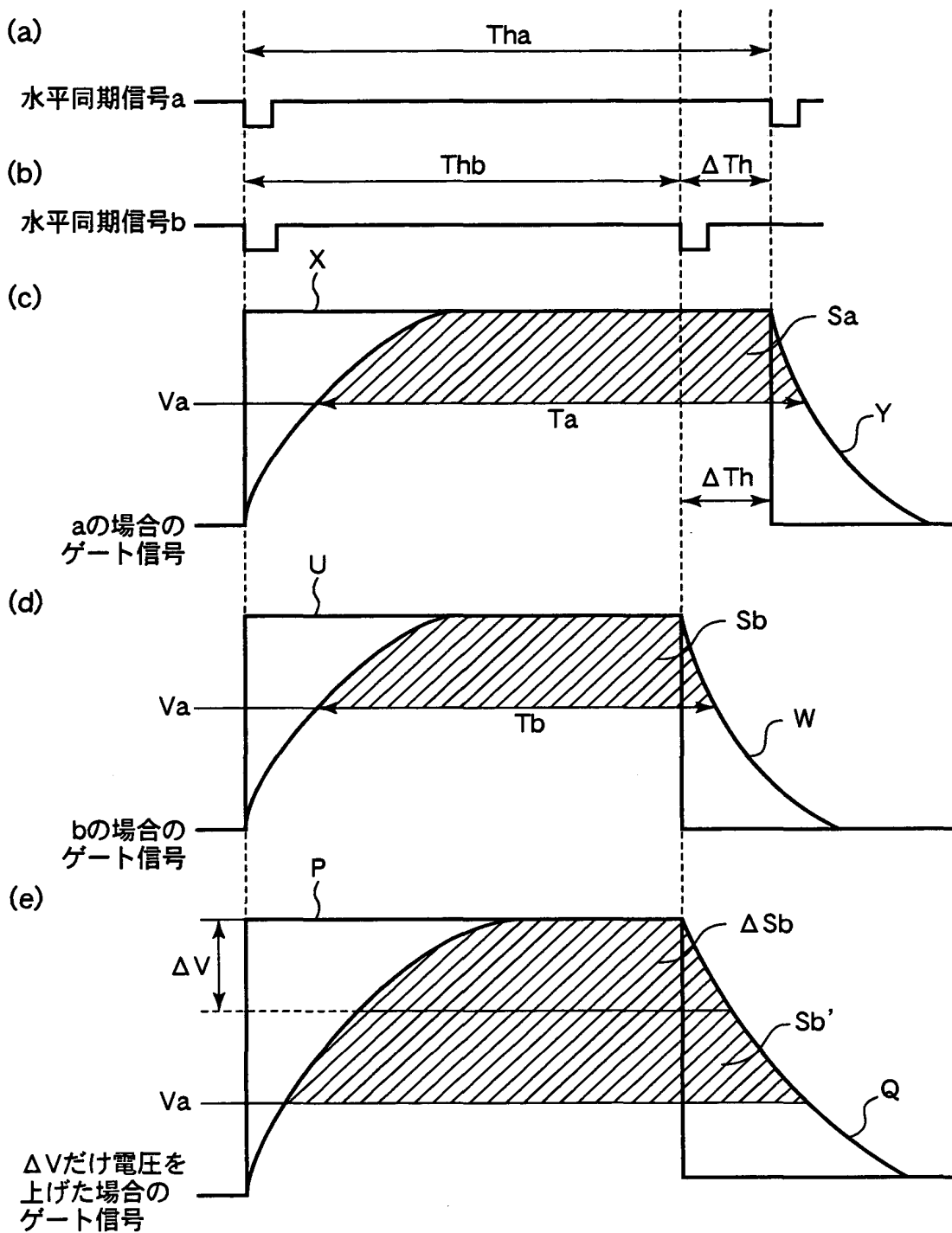
【図 1 6】



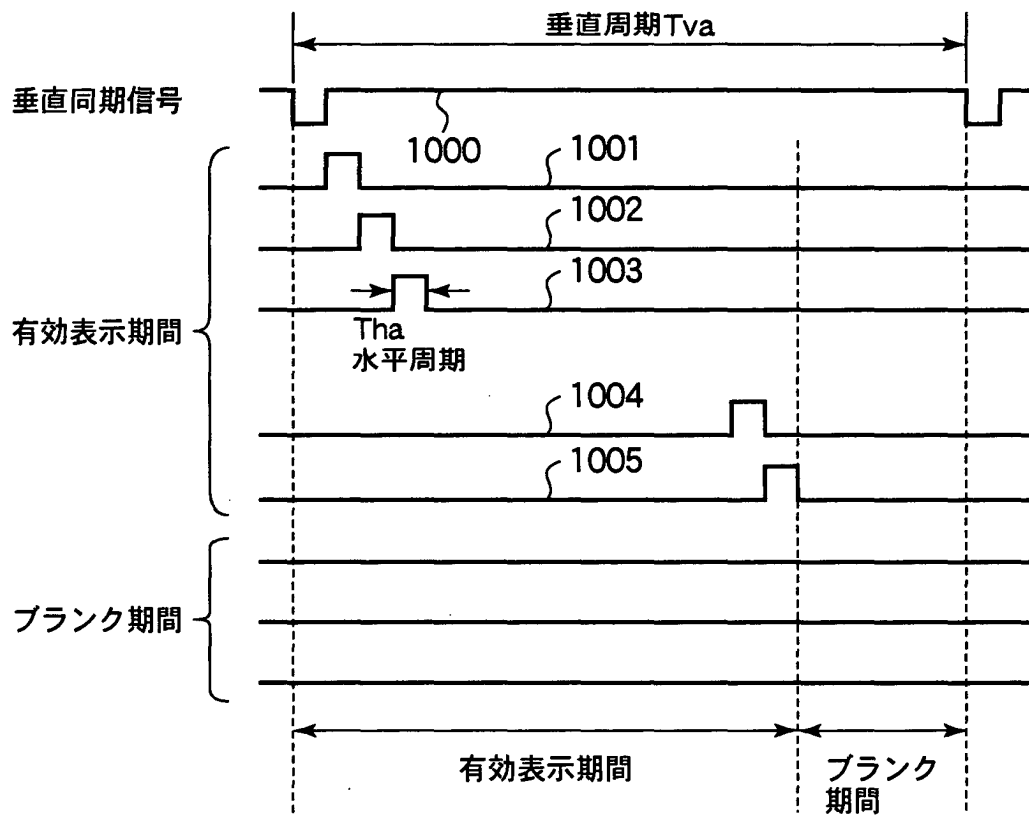
【図 1 7】



【図 1 8】



【図 1 9】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 垂直走査周波数又は水平走査周波数が変化する場合においても表示品質が劣化しないようにゲート電圧を供給する。

【解決手段】 水平走査周波数の変化を検出するタイミングコントローラ 3 0 1 と、2 種類のゲートオン電圧  $V_a$  及び  $V_b$  ( $V_a < V_b$ ) を生成するゲート電圧生成回路 3 0 5 と、タイミングコントローラ 3 0 1 の出力に応じてゲート電圧生成回路 3 0 5 からのゲートオン電圧  $V_a$  及び  $V_b$  の一方を出力するスイッチ 3 0 3 とを有する。タイミングコントローラ 3 0 1 は、1 水平周期分のクロック数をカウントするカウンタ 3 1 1 と、カウント結果と閾値  $A$  とを比較する比較器 3 1 2 とを有している。水平走査周波数が通常の状態であれば低いゲートオン電圧  $V_a$  を出力し、水平走査周波数が所定の閾値を超える、すなわちカウンタ値が閾値を下回るようになった場合には高いゲートオン電圧  $V_b$  を出力する。

【選択図】 図 4

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [ 3 0 2 0 3 6 0 0 2 ]

1. 変更年月日 2 0 0 2 年 6 月 1 3 日

[変更理由] 新規登録

住 所 神奈川県川崎市中原区上小田中 4 丁目 1 番 1 号

氏 名 富士通ディスプレイテクノロジーズ株式会社